

RECEPTEUR ET PROCEDE DE DECODAGE D'UN SIGNAL CODE A L'AIDE D'UNE MATRICE DE CODAGE ESPACE-TEMPS

Le domaine de l'invention est celui des communications numériques sans fil. Plus précisément, l'invention concerne la réception, et notamment le décodage de signaux reçus dans un récepteur par l'intermédiaire d'un ou plusieurs canaux de transmission.

Plus précisément encore, l'invention concerne le décodage itératif de données codées à l'aide d'une matrice de codage espace-temps non orthogonale.

L'invention s'applique ainsi notamment, mais non exclusivement, aux systèmes de transmission mettant en œuvre une pluralité d'antennes (au moins deux) à l'émission et/ou à la réception. Ainsi, l'invention est bien adaptée aux récepteurs pour codes espace-temps non-orthogonaux à N_t ($N_t \geq 2$) antennes d'émission et N_r ($N_r \geq 1$) antennes de réception (systèmes « MIMO » : en anglais « Multiple Inputs Multiple Outputs », ou en français : « Entrées Multiples Sorties Multiples » et « MISO » : en anglais « Multiple Inputs Single Output », ou en français : « Entrées Multiples Sortie Unique »).

Un exemple d'application de l'invention est le domaine des radiocommunications, notamment pour les systèmes de troisième, quatrième générations et suivantes.

Pour de tels systèmes au delà de deux antennes d'émission, les codes espaces-temps à rendement unitaire sont non orthogonaux. C'est par exemple le cas des codes de Tirkkonen [6] et de Jafarkhani [7] (les références cités dans la présente demande de brevet sont regroupées en annexe 1).

La non-orthogonalité inéluctable de ces codes conduit généralement à des récepteurs complexes à mettre en œuvre, devant utiliser un décodage à maximum de vraisemblance (« Maximum Likelihood » en anglais), ou de type sphérique. La complexité de mise en œuvre de ces algorithmes augmente de façon exponentielle en fonction du nombre d'antennes et du nombre d'états de la modulation. Les techniques de décodage de codes espace-temps non-orthogonaux ont donc pour

inconvenient majeur, dans les systèmes de réception, lorsque des codes espace-temps à rendement unitaire sont utilisés, une complexité de mise en œuvre. Les techniques non-itératives antérieures sont basées sur le critère de Maximum de vraisemblance (ML).

5 Elles sont d'une réalisation très complexe voire impossible au vu de l'avancée technologique actuelle, dès que le nombre d'antennes ou le nombre d'états de la modulation croît, puisque la complexité de mise en œuvre croît exponentiellement avec le nombre d'états du treillis à traiter.

10 Depuis peu, des procédés itératifs associant des codes espace-temps ont été publiés :

- Dans [1], Tujkovic présente des "turbo"codes espace-temps en treillis récurrents. La réception s'effectue de façon itérative (tout comme les turbo-codes) en utilisant des décodeurs MAP (Maximum A Posteriori) ;
- 15 - Dans [2], S. Jayaweera étudie la concaténation d'un code convolutif avec un code espace-temps unitaire. Le décodage se fait itérativement par le biais d'algorithmes MAP ;
- Enfin dans [3], A. Guillen et G. Caire analysent les performances de codes espaces-temps particuliers (« Natural space-time codes et threaded space-time codes » en anglais). Ils utilisent un annuleur d'interférence itératif pour séparer les contributions apportées par les
- 20 différentes antennes d'émission ;
- Dans [4], Bauch utilise un système itératif qui vise à supprimer l'interférence inter-symboles introduite par les différents canaux. Les éléments utilisés à chaque itération font intervenir des décodeurs de
- 25 type MAP (Maximum a posteriori).

Ces techniques itératives antérieures s'appliquent à certaines classes de codes espace-temps et utilisent pour la plupart des égaliseurs (ou détecteurs) non linéaires également complexe à mettre en œuvre. L'amélioration des performances

30 peut se faire en concaténant un code convolutif de canal (ou même un turbo-code)

avec le code espace-temps à l'émission.

L'article [5] de A. Boariu et M. Ionescu présente une classe de codes espaces-temps en bloc quasi-orthogonaux à interférence minimale. Ces codes peuvent se décoder suivant une méthode itérative d'annulation d'interférences.

5 La technique présentée dans [5] se limite à 4 antennes, à la modulation QPSK (4 états) et à un rendement égal à 1. Elle ne peut pas être mise en œuvre de façon efficace et performante avec de nombreuses approches, par exemple dans un système de type CDMA. De plus le filtre adapté MRC (Maximum Ratio Combining) s'avère peu performant avec d'autres types de codes que celui
10 proposé.

Par ailleurs, l'approche de Boariu suppose que la matrice utilisée soit de même taille que le code espace-temps.

L'invention a pour objectif de pallier ces différents inconvénients de l'état de l'art.

15 Plus précisément, un objectif de l'invention est de fournir une technique de décodage de codes espace-temps qui soit plus efficace que les techniques connues, tout en présentant une complexité réduite.

Ainsi, un objectif de l'invention est de fournir une telle technique, mettant en œuvre une matrice de codage espace-temps non orthogonale, mais ne reposant
20 pas sur un critère de maximum de vraisemblance.

En d'autres termes, l'invention a pour objectif de fournir une telle technique, qui puisse être mise en œuvre de façon pratique et réaliste, dans des récepteurs à coût acceptable, dans un système mettant en œuvre un nombre élevé d'antennes (4, 8 ou plus) et/ou une modulation à un grand nombre d'états.

25 Un autre objectif de l'invention est de fournir une telle technique, plus efficace notamment que celle proposée par Boariu, et qui ne soit pas limitée à une classe de codes particulière, mais au contraire applicable à tous les codes espace-temps en blocs, quel que soit leur rendement. De même, un objectif de l'invention est de permettre l'utilisation de matrices de taille supérieure à la taille du codage
30 espace-temps.

Ces objectifs, ainsi que d'autres qui apparaîtront plus clairement par la suite, peuvent être atteints à l'aide d'un procédé de décodage d'un signal reçu comprenant des symboles distribués dans l'espace, le temps et/ou en fréquence à l'aide notamment d'une matrice de codage espace-temps ou espace-fréquence, et
5 mettant en œuvre une étape de décodage espace-temps et au moins une (avantageusement au moins deux) itération comprenant chacune les sous-étapes suivantes :

- prédécodage de diversité, inverse d'un précodage de diversité mis en œuvre à l'émission dudit signal, délivrant des données prédécodées ;
- 10 – estimation des symboles formant ledit signal, à partir desdites données prédécodées, délivrant des symboles estimés ;
- précodage de diversité, identique audit précodage de diversité mis en œuvre lors de l'émission, appliqué sur lesdits symboles estimés, pour fournir un signal estimé.

15 L'approche de l'invention tire ainsi parti d'un précodage de diversité pour optimiser la qualité du décodage. Pour cela, lors de chacune des itérations, on effectue un prédécodage correspondant, on estime les symboles, puis on refait un précodage sur ces symboles estimés.

Ledit précodage peut notamment être obtenu par l'une des méthodes
20 suivantes :

- étalement de spectre ;
- précodage linéaire.

Ainsi, l'invention s'applique à tous les systèmes mettant en œuvre une technique OFDM, CDMA, MC-CDMA ou similaire, ou encore un prédécodage
25 linéaire tel que décrit dans [10].

Selon un mode de réalisation avantageux de l'invention, le procédé met en œuvre une étape de contrôle automatique de gain, avant ou après ladite étape d'égalisation et/ou lors d'au moins une desdites itérations,

Le procédé de l'invention peut avantageusement comprendre une étape de
30 décodage de canal, symétrique d'une étape de codage de canal mis en œuvre à

l'émission.

Cette étape de décodage de canal peut notamment mettre en œuvre un turbo-décodage, le cas échéant avec un nombre variable d'itérations de turbo-décodage à l'intérieur de chacune des itérations de l'invention.

5 Selon une variante avantageuse, mettant en œuvre un codage de canal, le procédé comprend les étapes suivantes :

- 10 – diagonalisation, obtenue à partir d'une matrice globale de codage/canal/décodage tenant compte au moins de ladite matrice de codage, d'une matrice de décodage, correspondant à la matrice transposée conjuguée de ladite matrice de codage ;
- démodulation, symétrique à une modulation mise en œuvre à l'émission ;
- désentrelacement, symétrique à un entrelacement mis en œuvre à l'émission ;
- 15 – décodage de canal, symétrique à un codage de canal mis en œuvre à l'émission ;
- ré-entrelacement, identique à celui mis en œuvre à l'émission ;
- re-modulation, identique à celle mise en œuvre à l'émission, délivrant un signal estimé ;
- 20 – au moins une itération d'une étape d'annulation d'interférence, comprenant une soustraction à un signal égalisé dudit signal estimé multiplié par une matrice d'interférence, délivrant un signal optimisé.

25 Le procédé peut également comprendre au moins une étape de désentrelacement et au moins une étape de ré-entrelacement, correspondant à un entrelacement mis en œuvre à l'émission.

Avantageusement, il peut encore comprendre une étape d'amélioration d'une estimation de canal, tenant compte des données estimées lors d'au moins une desdites itérations.

30 De façon avantageuse, le procédé de décodage comprend les étapes

suivantes :

- décodage espace-temps, inverse du codage espace-temps mis en œuvre à l'émission, délivrant un signal décodé ;
- égalisation dudit signal décodé, délivrant un signal égalisé ;
- 5 - diagonalisation, par multiplication dudit signal égalisé par une matrice aboutissant à une matrice globale de codage/canal/décodage diagonale tenant compte au moins de ladite matrice de codage, d'une matrice de décodage, correspondant à la matrice transposée conjuguée de ladite matrice de codage ;
- 10 - prédécodage de diversité, inverse d'un précodage de diversité mis en œuvre à l'émission dudit signal, délivrant des données prédécodées ;
- estimation des symboles formant ledit signal, à partir desdites données prédécodées, délivrant des symboles estimés ;
- 15 - précodage de diversité, identique audit précodage de diversité mis en œuvre lors de l'émission, appliqué sur lesdits symboles estimés, pour fournir un signal estimé ;
- au moins une itération d'une étape d'annulation d'interférence, mettant en œuvre les sous-étapes suivantes :
 - 20 - soustraction audit signal égalisé dudit signal estimé multiplié par une matrice d'interférence, délivrant un signal optimisé ;
 - prédécodage de diversité dudit signal optimisé, inverse d'un précodage de diversité mis en œuvre à l'émission dudit signal, délivrant des données prédécodées ;
 - 25 - estimation des symboles formant ledit signal optimisé, à partir des données prédécodées, délivrant de nouveaux symboles estimés ;
 - précodage de diversité (sauf pour la dernière itération), identique audit précodage de diversité mis en œuvre lors de l'émission, appliqué sur lesdits nouveaux symboles estimés pour fournir un
 - 30 nouveau signal estimé, sauf pour la dernière itération.

On obtient ainsi une efficacité supérieure aux techniques connues, avec une approche applicable à tous les codes espace-temps en blocs.

L'invention concerne également un système à une seule itération ne comprenant que les sous-étapes suivantes :

- 5 – décodage espace-temps, inverse du codage espace-temps mis en œuvre à l'émission, délivrant un signal décodé ;
- égalisation dudit signal décodé, délivrant un signal égalisé ;
- diagonalisation, par multiplication dudit signal égalisé par une matrice aboutissant à une matrice globale de codage/canal/décodage diagonale
- 10 tenant compte au moins de ladite matrice de codage, d'une matrice de décodage, correspondant à la matrice transposée conjuguée de ladite matrice de codage ;
- prédécodage de diversité, inverse d'un précodage de diversité mis en œuvre à l'émission dudit signal, délivrant des données prédécodées ;
- 15 – estimation des symboles formant ledit signal, à partir desdites données prédécodées, délivrant des symboles estimés ;

Pour certains systèmes, ces sous-étapes suffisent en effet pour obtenir un gain acceptable. On obtient ainsi une efficacité supérieure aux techniques connues, avec une approche applicable à tous les codes espace-temps en blocs.

- 20 Dans des modes de réalisation particuliers, lesdites étapes de décodage espace-temps et d'égalisation et/ou lesdites étapes d'égalisation et de transformation peuvent être effectuées conjointement.

- 25 Selon une caractéristique avantageuse, lesdits symboles codés sont émis à l'aide d'au moins deux antennes. Le récepteur tient alors compte globalement des différents canaux de transmission correspondants.

L'invention peut également s'appliquer à un système à une seule antenne d'émission. Le nombre d'antennes de réception peut également être variable. Préférentiellement, ladite étape d'égalisation met en œuvre une égalisation selon une des techniques appartenant au groupe comprenant :

- 30 – égalisation de type MMSE ;

- égalisation de type EGC ;
- égalisation de type ZF ;
- égalisation tenant compte d'une information représentative du rapport signal à bruit entre le signal reçu et le bruit de réception.

5 Ces techniques sont bien connues, dans d'autres applications.

On notera que la mise en œuvre d'une égalisation, et non d'un filtrage adapté comme proposé par Boariu, permet d'obtenir une meilleure efficacité.

10 Selon un mode de réalisation avantageux, lesdites étapes d'estimation de symboles mettent en œuvre une décision souple, associant une information de confiance à une décision, et en ce que la ou lesdites étapes de soustraction tiennent compte desdites informations de confiance.

Bien sûr, on peut également mettre en œuvre une décision dure.

15 Il est possible d'intégrer l'étape d'égalisation dans l'étape de diagonalisation. Dans ce cas, le signal diagonalisé est égal au signal décodé multiplié par la matrice inverse de la somme de la matrice globale codage/canal/décodage et de la matrice de variance du bruit.

De façon avantageuse, ledit signal reçu est un signal multiporteuse, le récepteur comprenant des moyens de traitement correspondants. Avec du précodage et de l'OFDM, le codage devient un codage espace-temps-fréquence.

20 Dans certains modes de réalisation, ledit code espace-temps peut présenter un rendement différent de 1.

De façon avantageuse, ledit procédé met en œuvre une étape de contrôle automatique de gain, avant ou après ladite étape d'égalisation et/ou lors desdites itérations,

25 Selon un premier mode de réalisation particulier, ledit signal émis étant transmis à l'aide de quatre antennes, ladite matrice globale vaut :

$$G = \gamma \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & J \\ 0 & A & -J & 0 \\ 0 & -J & A & 0 \\ J & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

avec :

$$A = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2$$

$$J = 2\text{Re}\{h_1 h_4^* - h_2 h_3^*\}, \text{ représentant l'interférence, et}$$

$$\gamma = \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + \frac{1}{\text{SNR}}}$$

où : $H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ -h_2^* & h_1^* & -h_4^* & h_3^* \\ -h_3^* & -h_4^* & h_1^* & h_2^* \\ h_4 & -h_3 & -h_2 & h_1 \end{bmatrix}$ est une matrice regroupant le codage

5 espace-temps et le canal de transmission,

et SNR représente le rapport signal à bruit.

Selon un autre mode de réalisation particulier, ledit signal reçu étant transmis à l'aide de huit antennes, ladite matrice globale vaut :

$$G = \gamma \cdot H^H \cdot H = \gamma \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A & 0 & 0 & 0 & J & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 & J \\ J & 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 \\ 0 & J & 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 \\ 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 & A & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

10

avec $A = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2$ et

$$J = 2\text{Im}\{h_1 h_5^* + h_2 h_6^* + h_3 h_7^* + h_4 h_8^*\}$$

et $\gamma = \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2 + \frac{1}{\text{SNR}}}$

$$\text{où : } H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 & h_5 & h_6 & h_7 & h_8 \\ h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 & h_6 & -h_5 & h_8 & -h_7 \\ h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 & h_7 & -h_8 & -h_5 & h_6 \\ h_4 & h_3 & -h_2 & -h_1 & h_8 & h_7 & -h_6 & -h_5 \\ h_1^* & h_2^* & h_3^* & h_4^* & h_5^* & h_6^* & h_7^* & h_8^* \\ h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* & h_6^* & -h_5^* & h_8^* & -h_7^* \\ h_3^* & -h_4^* & -h_1^* & h_2^* & h_7^* & -h_8^* & -h_5^* & h_6^* \\ h_4^* & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* & h_8^* & h_7^* & -h_6^* & -h_5^* \\ h_5 & h_6 & h_7 & h_8 & h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_6 & -h_5 & h_8 & -h_7 & h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 \\ h_7 & -h_8 & -h_5 & h_6 & h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 \\ h_8 & h_7 & -h_6 & -h_5 & h_4 & h_3 & -h_2 & -h_1 \\ h_5^* & h_6^* & h_7^* & h_8^* & h_1^* & h_2^* & h_3^* & h_4^* \\ h_6^* & -h_5^* & h_8^* & -h_7^* & h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* \\ h_7^* & -h_8^* & -h_5^* & h_6^* & h_3^* & -h_4^* & -h_1^* & h_2^* \\ h_8^* & h_7^* & -h_6^* & -h_5^* & h_4^* & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix},$$

est une matrice regroupant le codage espace-temps et le canal de transmission,
et SNR représente le rapport signal à bruit.

5 L'invention concerne également un procédé de codage et de décodage,
selon lequel le codage met en œuvre une matrice de codage espace-temps telle
que :

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 & h_5 & h_6 & h_7 & h_8 \\ h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 & h_6 & -h_5 & h_8 & -h_7 \\ h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 & h_7 & -h_8 & -h_5 & h_6 \\ h_4 & h_3 & -h_2 & -h_1 & h_8 & h_7 & -h_6 & -h_5 \\ h_1^* & h_2^* & h_3^* & h_4^* & h_5^* & h_6^* & h_7^* & h_8^* \\ h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* & h_6^* & -h_5^* & h_8^* & -h_7^* \\ h_3^* & -h_4^* & -h_1^* & h_2^* & h_7^* & -h_8^* & -h_5^* & h_6^* \\ h_4^* & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* & h_8^* & h_7^* & -h_6^* & -h_5^* \\ h_5 & h_6 & h_7 & h_8 & h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_6 & -h_5 & h_8 & -h_7 & h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 \\ h_7 & -h_8 & -h_5 & h_6 & h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 \\ h_8 & h_7 & -h_6 & -h_5 & h_4 & h_3 & -h_2 & -h_1 \\ h_5^* & h_6^* & h_7^* & h_8^* & h_1^* & h_2^* & h_3^* & h_4^* \\ h_6^* & -h_5^* & h_8^* & -h_7^* & h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* \\ h_7^* & -h_8^* & -h_5^* & h_6^* & h_3^* & -h_4^* & -h_1^* & h_2^* \\ h_8^* & h_7^* & -h_6^* & -h_5^* & h_4^* & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix},$$

et le décodage est un décodage tel que décrit ci-dessus.

L'invention concerne encore les récepteurs mettant en œuvre des moyens de décodage réalisant le procédé décrit précédemment.

5 D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront plus clairement à la lecture de la description suivante d'un mode de réalisation préférentiel de l'invention, donné à titre de simple exemple illustratif et non limitatif, et des dessins annexés parmi lesquels :

- la figure 1 présente le principe du codage et du décodage de Jafarkhani, connu en soi ;
- la figure 2 illustre la structure générale itérative du décodage ;
- la figure 3 présente la première itération du schéma de la figure 2 ;
- la figure 4 présente la structure des itérations suivantes du schéma de la figure 2 ;
- la figure 5 illustre les performances de l'approche itérative, comparées à celles du décodage de la figure 1 ;
- les figures 6 et 7 illustrent les performances de l'approche itérative, avec deux autres codes et 8 antennes d'émission ;

- la figure 8 est un schéma général de l'approche de l'invention, mettant en œuvre un précodage de diversité linéaire ;
- la figure 9 illustre la première itération de la figure 8 ;
- la figure 10 illustre les itérations suivantes de la figure 8 ;
- 5 - la figure 11 présente les performances du procédé de la figure 8, comparé à des décodages connus ;
- la figure 12 illustre un autre mode de réalisation de l'invention, mettant en œuvre un précodage par étalement de spectre ;
- 10 - les figures 13 et 14 présentent respectivement la première itération et les suivantes du schéma de la figure 12 ;
- la figure 15 présente les performances du procédé de la figure 12, comparé à des décodages connus ;
- 15 - les figures 16 à 18 illustrent un autre mode de réalisation de l'invention dans lequel on met en œuvre également un codage de canal ;
- les figures 19 à 21 illustrent encore un autre mode de réalisation de l'invention dans lequel on met en œuvre également un codage de canal et un précodage ;
- 20 - les figures 22 et 23 présentent un mode de réalisation de l'invention selon lequel on effectue une diagonalisation et une égalisation conjointes ;
- la figure 24 présente une variante de l'invention, mettant en œuvre une estimation de canal.

25 L'invention propose donc une nouvelle approche, plus efficace et simple à mettre en œuvre, du décodage des codes espace-temps. Pour cela, elle propose notamment de mettre en œuvre, au codage, un précodage de diversité (par étalement de spectre ou précodage linéaire), et un traitement itératif à la réception. Selon l'invention, on effectue à chaque itération un décodage puis un recodage correspondant à ce précodage. Cela permet d'obtenir une estimation de plus en plus précise des symboles émis, et de supprimer du signal reçu de façon de plus en

30

plus efficace, les interférences dues à la transmission.

La première itération est particulière : elle comprend une diagonalisation (la matrice globale n'étant pas, à l'origine diagonale). Elle est précédée d'une égalisation du signal reçu.

5 Les itérations suivantes sont toutes identiques : on affine l'estimation en soustrayant au fur et à mesure les effets des interférences.

Pour faciliter la compréhension de l'invention, on présente tout d'abord rapidement l'approche connue de Jafarkhani (§ 1), puis l'approche itérative, sans utilisation d'un précodage pour un code à 4 antennes (§ 2), puis deux codes à 8
10 antennes, respectivement un code connu (§ 3) et un nouveau code (§ 4). Ensuite, on présente deux exemples de décodage de l'invention, utilisant respectivement un précodage linéaire (§ 5) et un précodage par étalement de spectre (§ 6).

1. Approche de Jafarkhani

1.1 Introduction

15 Ce code espace-temps à quatre antennes d'émissions et une antenne de réception et à rendement unitaire a été introduit par H. Jafarkhani dans 7.

Pour une modulation numérique à M états de phase, la figure 1 décrit le schéma de communication comprenant 4 antennes d'émission, E1, E2, E3 et E4 et une antenne de réception R1. Les 4 canaux de propagation, c'est-à-dire E1-R1, E2-
20 R1, E3-R1 et E4-R1, sont considérés sans interférence entre symbole (« fading » plat) et constants pendant quatre intervalles d'émission consécutifs, IT1, IT2, IT3 et IT4.

On nomme h_1 , h_2 , h_3 et h_4 leurs coefficients respectifs complexes d'évanouissement. On suppose, que les h_i suivent une loi de Rayleigh
25 indépendante pour chacun d'eux.

On appelle s_1 , s_2 , s_3 et s_4 les symboles complexes émis respectivement pendant l'intervalle de temps IT1, IT2, IT3 et IT4. Les symboles reçus pendant ces mêmes intervalles de temps sont nommés r_1 , r_2 , r_3 et r_4 . Le bruit thermique introduit par l'antenne de réception est représenté par les échantillons n_1 , n_2 , n_3 et
30 n_4 .

1.2 Emission

Le codage de Jafarkhani consiste à émettre, pendant les 4 intervalles de temps IT1, IT2, IT3 et IT4, sur les différentes antennes d'émissions, les symboles présentés dans le tableau suivant :

	IT1	IT2	IT3	IT4
Antenne E1	s_1	$-s_2^*$	$-s_3^*$	s_4
Antenne E2	s_2	s_1^*	$-s_4^*$	$-s_3$
Antenne E3	s_3	$-s_4^*$	s_1^*	$-s_2$
Antenne E4	s_4	s_3^*	s_2^*	s_1

(.)* représente l'opérateur de conjugaison complexe.

1.3 Réception

En réception conformément à la figure 1, on obtient sur l'antenne R1 les signaux suivant :

$$\text{pendant IT1 : } r_1 = h_1 s_1 + h_2 s_2 + h_3 s_3 + h_4 s_4 + n_1$$

$$\text{pendant IT2 : } r_2 = -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* - h_3 s_4^* + h_4 s_3^* + n_2$$

$$\text{pendant IT3 : } r_3 = -h_1 s_3^* - h_2 s_4^* + h_3 s_1^* + h_4 s_2^* + n_3$$

$$\text{pendant IT4 : } r_4 = h_1 s_4 - h_2 s_3 - h_3 s_2 + h_4 s_1 + n_4$$

Une représentation matricielle équivalente s'écrit :

$$\tilde{r} = Hs + n$$

avec

$$\tilde{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ -r_2^* \\ -r_3^* \\ r_4 \end{bmatrix}, H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ -h_2^* & h_1^* & -h_4^* & h_3^* \\ -h_3^* & -h_4^* & h_1^* & h_2^* \\ h_4 & -h_3 & -h_2 & h_1 \end{bmatrix}, s = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} \text{ et } n = \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix}$$

Le rendement global du codage est égal à 1.

On suppose, lors de la réception, la connaissance exacte des états des

canaux h_1, h_2, h_3 et h_4 . Le décodage s'effectue alors de la façon suivante :

pendant IT1 : $x_1 = h_1^* r_1 + h_2^* r_2 + h_3^* r_3 + h_4^* r_4$

pendant IT2 : $x_2 = h_2^* r_1 - h_1^* r_2 + h_4^* r_3 - h_3^* r_4$

pendant IT3 : $x_3 = h_3^* r_1 + h_4^* r_2 - h_1^* r_3 - h_2^* r_4$

5

pendant IT4 : $x_4 = h_4^* r_1 - h_3^* r_2 - h_2^* r_3 + h_1^* r_4$

Selon la représentation matricielle, le décodage s'effectue par l'application de la matrice H^H , où l'opérateur H signifie transposée conjuguée.

$$x = H^H \tilde{r} = H^H H s + n'$$

10

$$\text{avec } n' = \begin{bmatrix} h_1^* n_1 + h_2^* n_2 + h_3^* n_3 + h_4^* n_4 \\ h_2^* n_1 - h_1^* n_2 + h_4^* n_3 - h_3^* n_4 \\ h_3^* n_1 + h_4^* n_2 - h_1^* n_3 - h_2^* n_4 \\ h_4^* n_1 - h_3^* n_2 - h_2^* n_3 + h_1^* n_4 \end{bmatrix} \text{ et } x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}$$

En effectuant le produit matriciel on obtient :

$$x = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & J \\ 0 & A & -J & 0 \\ 0 & -J & A & 0 \\ J & 0 & 0 & A \end{bmatrix} s + n'$$

15

$$\text{avec } A = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 \text{ et } J = 2\text{Re}\{h_1 h_4^* - h_2 h_3^*\}$$

$$\text{On pose } G = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & J \\ 0 & A & -J & 0 \\ 0 & -J & A & 0 \\ J & 0 & 0 & A \end{bmatrix} \text{ que l'on appelle la matrice globale de}$$

codage/canal/décodage.

20

Les termes de la diagonale, A , suivent une loi de χ_2^8 . La diversité est donc maximale. Cependant les termes interférents J rendent sous-optimales les performances d'une détection linéaire directe. L'auteur propose donc une détection suivant le maximum de vraisemblance (ML : « Maximum Likelihood » en

anglais). Cette détection est lourde et complexe à mettre en oeuvre.

Le codage de Jafarkhani présenté précédemment permet donc d'exploiter la diversité fournie par les 4 antennes d'émission. Cependant, à la différence du codage d'Alamouti à deux antennes 8, il subsiste, dans la matrice globale, des termes interférents J. Ces termes rendent le codage sous-optimal et nécessitent, en réception, l'utilisation d'un algorithme de détection ML complexe à mettre en oeuvre.

2. Approche itérative : exemple à 4 antennes

Un des aspects de la présente invention est d'annuler de façon itérative ces termes interférents grâce à la connaissance a priori du signal émis. Pour ce faire, deux modules sont utilisés, comme illustré en figure 2 :

- A l'initialisation (itération 1), le premier module 21 (dit de diagonalisation) permet d'estimer une première fois le symbole émis.
- A partir de la deuxième itération 22₂ et ce jusqu'à la dernière 22_p : un second module (dit d'annulation d'interférences) a pour but de retrancher au signal reçu les termes interférents reconstruits grâce à la connaissance a priori du signal émis fourni par l'itération précédente.

Le décodage espace-temps 23 utilisé est celui présenté précédemment.

Lors de l'égalisation MMSE 24, le signal est multiplié par le facteur

$$\gamma = \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + \frac{1}{SNR}} \text{ où SNR est le rapport signal à bruit. La matrice}$$

G est donc multiplié par γ .

2.1 1^{ère} itération : diagonalisation de la matrice G4

La première itération 21, illustrée en figure 3, est différente des itérations suivantes. Elle consiste à multiplier le signal par une matrice telle qu'on ait globalement une matrice diagonale. Pour cela, on diagonalise (31) tout d'abord la matrice G. Cette opération s'effectue simplement par la multiplication matricielle de G par une matrice de diagonalisation Φ qui est, à un facteur près, la co-matrice de G.

$$G = \gamma \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & J \\ 0 & A & -J & 0 \\ 0 & -J & A & 0 \\ J & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

$$\text{avec } \Phi = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & -J \\ 0 & A & J & 0 \\ 0 & J & A & 0 \\ -J & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

$$\text{on obtient } G_{diag} = \Phi \cdot G = \gamma \begin{bmatrix} A^2 - J^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A^2 - J^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A^2 - J^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A^2 - J^2 \end{bmatrix}$$

5 On remarque que l'opération de diagonalisation de la matrice G revient à une combinaison linéaire des échantillons x_i , donc très simple à mettre en oeuvre.

On obtient ainsi :

$$x_{diag} = \Phi \cdot x = \gamma \begin{bmatrix} A^2 - J^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A^2 - J^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A^2 - J^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A^2 - J^2 \end{bmatrix} s + n''$$

10

avec $n'' = \Phi n'$

La matrice G_{diag} étant diagonale, une détection linéaire 32 est possible.

Cependant les termes de la diagonale ne suivent plus une loi de χ_2^8 , la diversité n'est donc pas exploitée de façon optimale.

On obtient néanmoins une estimée du vecteur de symboles qu'on va

15

appeler $\hat{s}^{(0)} = \begin{bmatrix} \hat{s}_1^{(0)} \\ \hat{s}_2^{(0)} \\ \hat{s}_3^{(0)} \\ \hat{s}_4^{(0)} \end{bmatrix}$. On remarquera, sur les courbes de performances de la

figure 5, que cette estimée est meilleure qu'une estimée faite sans diagonalisation.

Les symboles sont transformés en paquets de bits (par exemple opération de démodulation avec décision dure : on cherche le point de la constellation le

plus proche du symbole considéré), et on obtient $\bar{b}^{(0)} = \begin{bmatrix} \bar{b}_1^{(0)} \\ \bar{b}_2^{(0)} \\ \bar{b}_3^{(0)} \\ \bar{b}_4^{(0)} \end{bmatrix}$

où $\bar{b}_i^{(0)}$ représente un vecteur de bits de longueur 2^M .

On effectue enfin une opération de modulation sur $\bar{b}^{(0)}$ pour obtenir $\bar{s}^{(0)}$, vecteurs de symboles "décidés". Ces symboles seront utilisés à l'itération suivante.

5 2.2 Itération p (p>1) : annulation d'interférence

On dispose alors des données décidées à l'itération précédente $\bar{s}^{(p-1)}$. Une itération est illustrée en figure 4.

On construit une matrice d'interférence J_4 411 :

$$10 \quad J_4 = \gamma \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & J \\ 0 & 0 & -J & 0 \\ 0 & -J & 0 & 0 \\ J & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

L'annulation d'interférence 41 s'effectue par soustraction 412 du résultat de la multiplication 411 par J_4 à la sortie de l'égaliseur 24, comme suit :

$$15 \quad \tilde{x}^{(p)} = x - J_4 \bar{s}^{(p-1)}$$

$$\tilde{x}^{(p)} = \gamma \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & J \\ 0 & A & -J & 0 \\ 0 & -J & A & 0 \\ J & 0 & 0 & A \end{bmatrix} s + n' - \gamma \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -J \\ 0 & 0 & -J & 0 \\ 0 & -J & 0 & 0 \\ J & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \bar{s}^{(p-1)}$$

Si $\bar{s}^{(p-1)}$ constitue une bonne approximation de s , on remarque que les termes interférents sont pratiquement annulés dans la matrice G .

20 La matrice devient ainsi diagonale est une estimation de symbole 42 par détection linéaire est possible. En effectuant les mêmes opérations d'égalisation, de démodulation et de détection que pour l'itération 1, on obtient une nouvelle estimation de s : $\bar{s}^{(p)}$.

2.3 résultats

La figure 5 présente les performances du système décrit ci-dessus pour une modulation à 4 états (QPSK), sans codage (Efficacité spectrale = 2bits/Hz). Les canaux de Rayleigh sont considérés blanc (non filtrés).

5 La courbe intitulée SISO représente les performances d'un système à une antenne d'émission et une antenne de réception. Ce système ne bénéficie d'aucune diversité spatiale, il s'agit donc d'une borne minimale.

La courbe Lin donne les performances du système de Jafarkhani détecté linéairement (matrice G), tandis que la courbe ML représente le taux d'erreur binaire du même système détecté par l'algorithme ML.

Les courbes nommées ite1 et ite2 représentent les performances des deux premières itérations de notre système. (le système converge dès l'itération 2).

On remarque que ite2 est confondu avec le ML de Jafarkhani. Pour une complexité moindre, on a donc déjà réussi à obtenir les mêmes performances qu'un algorithme à maximum de vraisemblance.

On notera par ailleurs, qu'il est possible d'améliorer le système en ajoutant du codage i.e. remplacer la modulation simple par une modulation codée (codeur convolutif, entrelaceur et modulation). En réception, il suffit de remplacer le démodulateur à décision dure par un démodulateur à décision souple suivi d'un entrelaceur et d'un décodeur de canal. En gardant l'information souple, on reconstruit le symbole émis en appliquant à nouveau l'étage de modulation codée.

3. Schéma à 8 antennes d'émission avec rendement 3/4

Le code utilisé a été introduit par H. Jafarkhani dans 7. On considère 8 antennes d'émission : E1, E2, E3, E4, E5, E6, E7, E8 et une antenne de réception R1. Il en résulte 8 canaux de propagation (toujours sans interférence entre symbole) : h1, h2, h3, h4, h5, h6, h7, h8.

On appelle s1, s2, s3, s4, s5 et s6, les symboles complexes à émettre et on dispose de 8 intervalles de temps d'émission IT1, IT2, IT3, IT4, IT5, IT6, IT7 et IT8 pendant lesquels les contributions hi sont supposées constantes.

30 3.1 Emission

Le schéma d'émission est le suivant :

	IT1	IT2	IT3	IT4	IT5	IT6	IT7	IT8
Antenne E1	s_1	$-s_2^*$	s_3^*	0	$-s_4$	$-s_5^*$	s_6^*	0
Antenne E2	s_2	s_1^*	0	$-s_3^*$	$-s_5$	s_4^*	0	s_6^*
Antenne E3	s_3	0	$-s_1^*$	s_2^*	$-s_6$	0	$-s_4^*$	$-s_5^*$
Antenne E4	0	$-s_3$	$-s_2$	$-s_1$	0	s_6	s_5	$-s_4$
Antenne E5	s_4	s_5^*	$-s_6^*$	0	s_1	$-s_2^*$	s_3^*	0
Antenne E6	s_5	$-s_4^*$	0	s_6^*	s_2	s_1^*	0	s_3^*
Antenne E7	s_6	0	s_4^*	$-s_5^*$	s_3	0	$-s_1^*$	$-s_2^*$
Antenne E8	0	s_6	s_5	s_4	0	s_3	s_2	$-s_1$

(.)* représente l'opérateur de conjugaison complexe.

5

On note que le rendement de ce code est de 3/4.

On reçoit pendant les 8 intervalles de temps, les échantillons :

$$r_n = \sum_{i=1}^8 S_{i,n}^T \cdot h_i + n_n \quad \text{avec } 1 < i < 8, 1 < n < 8 \text{ et } S \text{ la matrice de mapping}$$

correspondant au schéma d'émission ci-dessus.

En négligeant le bruit, une représentation matricielle équivalente s'écrit :

10

$$\tilde{r} = Hs$$

avec

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_5 & h_6 & h_7 \\ 0 & 0 & -h_4 & 0 & 0 & h_8 \\ h_2^* & -h_1^* & 0 & -h_6^* & h_5^* & 0 \\ 0 & -h_4 & 0 & 0 & h_8 & 0 \\ -h_3^* & 0 & h_1^* & h_7^* & 0 & -h_5^* \\ -h_4 & 0 & 0 & h_8 & 0 & 0 \\ 0 & h_3^* & -h_2^* & 0 & -h_7^* & h_6^* \\ h_5 & h_6 & h_7 & -h_1 & -h_2 & -h_3 \\ 0 & 0 & h_8 & 0 & 0 & h_4 \\ h_6^* & -h_5^* & 0 & h_2^* & -h_1^* & 0 \\ 0 & h_8 & 0 & 0 & h_4 & 0 \\ -h_7^* & 0 & h_5^* & -h_3^* & 0 & h_1^* \\ -h_8 & 0 & 0 & -h_4 & 0 & 0 \\ 0 & -h_7^* & h_6^* & 0 & -h_3^* & h_2^* \end{bmatrix}, \quad s = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \\ s_5 \\ s_6 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \tilde{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_2^* \\ r_3 \\ r_3^* \\ r_4 \\ r_4^* \\ r_5 \\ r_6 \\ r_6^* \\ r_7 \\ r_7^* \\ r_8 \\ r_8^* \end{bmatrix}$$

3.2 Réception

Au décodage on applique la matrice H^H suivit d'un coefficient d'égalisation MMSE γ :

$$x = \gamma \cdot H^H \cdot \tilde{r} = \gamma \cdot H^H H \cdot s$$

et on obtient la matrice globale :

$$G = \gamma \cdot H^H \cdot H = \gamma \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & -J & 0 & 0 \\ 0 & A & 0 & 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & A & 0 & 0 & -J \\ J & 0 & 0 & A & 0 & 0 \\ 0 & J & 0 & 0 & A & 0 \\ 0 & 0 & J & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

$$10 \quad \text{avec} \quad A = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2$$

$$J = 2 \operatorname{Im}\{h_1 h_5^* + h_2 h_6^* + h_3 h_7^* + h_4 h_8^*\}$$

$$\text{et} \quad \gamma = \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2 + \frac{1}{\text{SNR}}}$$

On note que A suit une loi de χ_2^8 (diversité 8).

Tout comme à 4 antennes, le décodage se décompose en deux étapes :

3.2.1 Diagonalisation

L'opération de diagonalisation s'effectue en appliquant la matrice Φ :

$$\Phi = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & J & 0 & 0 \\ 0 & A & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & A & 0 & 0 & J \\ -J & 0 & 0 & A & 0 & 0 \\ 0 & -J & 0 & 0 & A & 0 \\ 0 & 0 & -J & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

On obtient :

$$5 \quad G_{diag} = \Phi \cdot G = \gamma \begin{bmatrix} A^2 + J^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A^2 + J^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A^2 + J^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A^2 + J^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & A^2 + J^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & A^2 + J^2 \end{bmatrix}$$

Une détection linéaire est donc possible : on obtient $\hat{s}^{(0)}$, puis après décision $\bar{s}^{(0)}$.

3.2.2 Annulation d'interférences

10 On reconstruit les interférences en multipliant le vecteur $\bar{s}^{(p-1)}$ des données estimées à l'étape précédente par la matrice J_6 :

$$J_6 = \gamma \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -J & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -J \\ J & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & J & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Par soustraction de ces interférences au signal décodé x , on en déduit $\bar{s}^{(p)}$.

15 3.3 Résultats

La figure 6 présente les performances du système proposé avec le code de rendement 3/4 pour une modulation à 4 états (QPSK), sans codage de canal

(Efficacité spectrale = 1.5 bits/Hz). Les canaux de Rayleigh sont considérés blancs (non filtrés) et constants sur 16 temps symboles.

La courbe Lin donne les performances du code détecté linéairement (décodage brut), la courbe ML représente le taux d'erreur binaire du même système détecté par l'algorithme ML. Itel et Iter représentent les performances des 2 premières itérations du système proposé tandis la courbe optimum donne la borne optimale du système consistant en une annulation parfaite des interférences (filtre adapté).

On retrouve un résultat comparable au système à 4 antennes, iter 2 est confondu avec la courbe ML. Cependant les 8 antennes d'émissions donnent une diversité 8 au système, ainsi les performances sont meilleures qu'à 4 antennes.

4. Schéma à 8 antennes d'émission avec rendement 1/2

Le code présenté ci-après n'existe pas dans la littérature, il a été créé à partir du code G4 de Tarokh 8 en suivant un schéma ABBA de Tirkkonen 6. On considère toujours 8 antennes d'émission : E1, E2, E3, E4, E5, E6, E7, E8 et une antenne de réception R1 ainsi que les 8 canaux de propagation : h1, h2, h3, h4, h5, h6, h7, h8.

On appelle s1, s2, s3, s4, s5, s6, s7 et s8, les symboles complexes à émettre. On dispose de 16 intervalles de temps d'émission IT1, IT2, IT3, IT4, IT5, IT6, IT7 et IT8, pendant lesquels les contributions hi sont supposées constantes.

4.1 Emission

Le schéma d'émission est le suivant :

	IT1	IT2	IT3	IT4	IT5	IT6	IT7	IT8	IT9	IT10	IT11	IT12	IT13	IT14	IT15	IT16
Antenne E1	s_1	$-s_2$	$-s_3$	$-s_4$	s_1^*	$-s_2^*$	$-s_3^*$	$-s_4^*$	s_5	$-s_6$	$-s_7$	$-s_8$	s_5^*	$-s_6^*$	$-s_7^*$	$-s_8^*$
Antenne E2	s_2	s_1	s_4	$-s_3$	s_2^*	s_1^*	s_4^*	$-s_3^*$	s_6	s_5	s_8	$-s_7$	s_6^*	s_5^*	s_8^*	$-s_7^*$
Antenne E3	s_3	$-s_4$	s_1	s_2	s_3^*	$-s_4^*$	s_1^*	s_2^*	s_7	$-s_8$	s_5	s_6	s_7^*	$-s_8^*$	s_5^*	s_6^*
Antenne E4	s_4	s_3	$-s_2$	s_1	s_4^*	s_3^*	$-s_2^*$	s_1^*	s_8	s_7	$-s_6$	s_5	s_8^*	s_7^*	$-s_6^*$	s_5^*
Antenne E5	s_5	$-s_6$	$-s_7$	$-s_8$	s_5^*	$-s_6^*$	$-s_7^*$	$-s_8^*$	s_1	$-s_2$	$-s_3$	$-s_4$	s_1^*	$-s_2^*$	$-s_3^*$	$-s_4^*$
Antenne E6	s_6	s_5	s_8	$-s_7$	s_6^*	s_5^*	s_8^*	$-s_7^*$	s_2	s_1	s_4	$-s_3$	s_2^*	s_1^*	s_4^*	$-s_3^*$
Antenne E7	s_7	$-s_8$	s_5	s_6	s_7^*	$-s_8^*$	s_5^*	s_6^*	s_3	$-s_4$	s_1	s_2	s_3^*	$-s_4^*$	s_1^*	s_2^*
Antenne E8	s_8	s_7	$-s_6$	s_5	s_8^*	s_7^*	$-s_6^*$	s_5^*	s_4	s_3	$-s_2$	s_1	s_4^*	s_3^*	$-s_2^*$	s_1^*

(.)* représente l'opérateur de conjugaison complexe.

On note que le rendement de ce code est de 1/2.

On reçoit pendant les 16 intervalles de temps, les échantillons :

$$5 \quad r_n = \sum_{i=1}^8 S_{i,n} \cdot h_i + n_n \quad \text{avec } 1 < i < 8, 1 < n < 16 \text{ et } S \text{ la matrice de mapping}$$

correspondant au schéma d'émission ci-dessus.

En négligeant le bruit, une représentation matricielle équivalente s'écrit :

$$\tilde{r} = Hs$$

avec

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 & h_5 & h_6 & h_7 & h_8 \\ h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 & h_6 & -h_5 & h_8 & -h_7 \\ h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 & h_7 & -h_8 & -h_5 & h_6 \\ h_4 & h_3 & -h_2 & -h_1 & h_8 & h_7 & -h_6 & -h_5 \\ h_1^* & h_2^* & h_3^* & h_4^* & h_5^* & h_6^* & h_7^* & h_8^* \\ h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* & h_6^* & -h_5^* & h_8^* & -h_7^* \\ h_3^* & -h_4^* & -h_1^* & h_2^* & h_7^* & -h_8^* & -h_5^* & h_6^* \\ h_4^* & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* & h_8^* & h_7^* & -h_6^* & -h_5^* \\ h_5 & h_6 & h_7 & h_8 & h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_6 & -h_5 & h_8 & -h_7 & h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 \\ h_7 & -h_8 & -h_5 & h_6 & h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 \\ h_8 & h_7 & -h_6 & -h_5 & h_4 & h_3 & -h_2 & -h_1 \\ h_5^* & h_6^* & h_7^* & h_8^* & h_1^* & h_2^* & h_3^* & h_4^* \\ h_6^* & -h_5^* & h_8^* & -h_7^* & h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* \\ h_7^* & -h_8^* & -h_5^* & h_6^* & h_3^* & -h_4^* & -h_1^* & h_2^* \\ h_8^* & h_7^* & -h_6^* & -h_5^* & h_4^* & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}, \quad s = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \\ s_5 \\ s_6 \\ s_7 \\ s_8 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \tilde{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \\ r_1^* \\ r_2^* \\ r_3^* \\ r_4^* \\ r_5 \\ r_6 \\ r_7 \\ r_8 \\ r_5^* \\ r_6^* \\ r_7^* \\ r_8^* \end{bmatrix}$$

4.2 Réception

Au décodage, on applique la matrice H^H suivie d'une égalisation MMSE de coefficient γ ,

$$5 \quad x = \gamma \cdot H^H \cdot \tilde{r} = \gamma \cdot H^H H \cdot s, \text{ la matrice globale } G \text{ s'écrit :}$$

$$G = \gamma \cdot H^H \cdot H = \gamma \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A & 0 & 0 & 0 & J & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 & J \\ J & 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 \\ 0 & J & 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 \\ 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 & A & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

$$\text{avec } A = 2 \cdot (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2)$$

$$J = 2\text{Re}\{h_1 h_5^* + h_2 h_6^* + h_3 h_7^* + h_4 h_8^*\} \text{ et}$$

10

$$\gamma = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2 + \frac{1}{SNR}}$$

On note que A suit une loi de χ_2^8 (diversité 8).

Les 2 étapes de l'invention s'effectuent comme suit :

4.2.1 Diagonalisation

5

La matrice utilisée pour diagonaliser G est :

$$\Phi = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & 0 & -J & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A & 0 & 0 & 0 & -J & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 & -J \\ -J & 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -J & 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -J & 0 & 0 & 0 & A & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -J & 0 & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

On obtient :

10

$$G_{diag} = \Phi \cdot G = \gamma \begin{bmatrix} A^2 - J^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A^2 - J^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A^2 - J^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A^2 - J^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & A^2 - J^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & A^2 - J^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & A^2 - J^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & A^2 - J^2 \end{bmatrix}$$

Une détection linéaire est donc possible, on obtient $\hat{s}^{(0)}$, puis après décision $\bar{s}^{(0)}$.

4.2.2 Annulation d'interférences

15

On reconstruit les interférences en multipliant le vecteur $\bar{s}^{(p-1)}$ des données estimées à l'étape précédente par la matrice J_8 :

$$J_8 = \gamma \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & J & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & J \\ J & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & J & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Par soustraction de ces interférences au signal décodé x , on en déduit $\bar{s}^{(p)}$.

4.3 Résultats

La figure 7 présente les performances du système proposé avec le code de rendement 1/2 pour une modulation à 4 états (QPSK), sans codage de canal (Efficacité spectrale = 1 bits/Hz). Les canaux de Rayleigh sont considérés blancs (non filtrés) et constants sur 16 temps symboles.

La courbe Lin donne les performances du code détecté linéairement (décodage brut). It1 et It2 représentent les performances des 2 premières itérations du système proposé tandis que la courbe optimum donne la borne optimale du système consistant en une annulation parfaite des interférences (filtre adapté).

La courbe ML, trop longue à simuler, n'est pas présentée dans les résultats (elle serait en toute évidence confondue avec la courbe ite2). On remarque qu'en comparaison avec le code à rendement 3/4, les performances de ite2 se rapprochent encore un peu plus de l'optimal.

5. Association avec une technique de précodage linéaire

Le précodage introduit par V. Le Nir dans [10] permet de gagner en diversité tout en restant à même efficacité spectrale et ce pour des codes espace-temps orthogonaux.

5.1 Schéma original

Dans ce document, on propose une approche destinée aux codes espace-temps orthogonaux, selon laquelle les symboles à émettre sont précodés avec une matrice de précodage linéaire particulière, avant d'être codés selon un codage

espace-temps par blocs. Cette approche permet de simplifier le traitement à la réception.

5.2 Approche selon l'invention

5 Pour des codes espace-temps non orthogonaux, le schéma de précodage présenté dans ce document ne fonctionne plus, du fait des interférences créées par la non-orthogonalité des codes.

10 Pour de tels codes, l'invention permet un décodage simple en exploitant au mieux les diversités apportées par le code espaces-temps et également par le schéma de précodage. La figure 8 présente un système code espace-temps (non orthogonal) associé avec du précodage, ainsi que le récepteur correspondant.

15 On prévoit donc à l'émission un précodage 81, du type proposé dans 10, puis un entrelacement 82 et un codage espace-temps 83. Les signaux sont émis à l'aide de n antennes d'émission E_i , via n canaux de transmission h_p , vers une antenne de réception R_1 (plusieurs antennes de réception peuvent bien sûr être prévues).

A la réception, on effectue tout d'abord un décodage espace-temps 84, symétrique du codage effectué à l'émission, puis une égalisation 85, par exemple de type MMSE.

20 On retrouve ensuite les différentes itérations, selon l'approche décrite précédemment :

- itération 1 : diagonalisation 86, détaillée en figure 9 ;
- itérations suivantes : annulation d'interférences 87_2 à 87_p , détaillée en figure 10.

25 Comme illustré en figure 9, l'étape de diagonalisation comprend tout d'abord une diagonalisation 91 proprement dite, telle que décrite précédemment. Elle est suivie d'une opération de désentrelacement 92 symétrique de l'entrelacement effectué à l'émission, puis un prédécodage inverse 93, symétrique du précodage effectué à l'émission, puis d'une estimation des symboles 94. On effectue ensuite un nouveau précodage 95, identique à celui réalisé à l'émission, 30 sur les symboles estimés et enfin un entrelacement 96 identique a celui de

l'émission.

Le signal correspondant alimente la première itération d'annulation d'interférences, comme illustré en figure 10. Il est multiplié par une matrice d'interférence 1011, dont le résultat est soustrait (1012) du signal égalisé, pour
5 effectuer l'annulation d'interférence 101. Dans le cas de la mise en œuvre de décisions souples, une information de fiabilité 1013 peut être prise en compte.

Ensuite, dans chaque itération, on répète les opérations également effectuées lors de l'étape de diagonalisation : désentrelacement 102 symétrique de l'entrelacement effectué à l'émission, prédécodage inverse 103, symétrique du
10 précodage effectué à l'émission, puis estimation des symboles 104. On effectue ensuite un nouveau précodage 105, identique à celui réalisé à l'émission, sur les symboles estimés et enfin un entrelacement 105 identique à celui effectué à l'émission. Le résultat $\tilde{\mathbf{y}}^{(p-1)}$ est ré-introduit dans l'itération suivante ou, pour la dernière itération, pris en compte pour la suite du traitement.

5.3 Résultats

On reprend les conditions de simulations du système à 4 antennes d'émissions. (code espace-temps de Jafarkhani, canal de Rayleigh blanc non filtré et constant sur 4 temps symboles, modulation QPSK, sans codage de canal, efficacité spectrale de 2 bits/Hz). Le précodage est choisi de longueur 64, l'entrelacement est de type IQ, uniforme et de longueur 10000 temps symboles.
20

Les résultats sont illustrés sur la figure 11.

Lin représente les performances du système décodé linéairement (décodage brut) avec précodage 64. It1 et It2 représente les performances des 2 premières itérations du système proposé. Enfin Optimum est la borne optimale du système avec précodage : annulation optimale des interférences et précodage.
25

La courbe It2 montre que l'approche de l'invention tire parti des 2 diversités : précodage et code espace-temps. La diversité résultante est de $64 \times 4 = 256$. Soit une diversité quasi-gaussienne et ce pour une efficacité spectrale de 2 bits/Hz. Pour gagner encore en diversité, on peut utiliser l'un des deux codes à 8
30 antennes présentés précédemment.

6. Utilisation d'un précodage par étalement de spectre

Une approche similaire peut être utilisée avec un précodage par étalement de spectre, en utilisant par exemple les techniques CDMA, MC-CDMA, WCDMA, DS-CDMA,...

5 La figure 12 illustre le principe général de cette approche. On effectue à l'émission un étalement de spectre 121, par exemple par code CDMA, sur un ensemble de k usagers. On applique ensuite un code espace-temps 122.

10 A l'aide de n FFT inverse 123₁ à 123 _{n} , on effectue n modulations OFDM, émises sur n antennes E_1 à E_n . L'antenne de réception R_1 reçoit le signal correspondant à la transmission via les n canaux h_1 à h_n , auquel s'ajoute (124) le bruit additif n .

15 On effectue tout d'abord, à la réception, une démodulation OFDM, à l'aide d'une FFT 125, puis, de la même façon que déjà décrit, un décodage espace-temps 126, et une égalisation 127. On retrouve ensuite les étapes de diagonalisation 128 et les p itérations d'annulation d'interférences 129₂ à 129 _{p} .

La diagonalisation, illustrée en figure 13, est similaire à celle décrite précédemment, l'opération de prédécodage consistant en un désétalement CDMA 131 suivant les codes usager, et l'opération de précodage en un étalement CDMA 132 suivant les codes usager.

20 On retrouve également ces opérations de désétalement 141 et d'étalement 142 dans chaque itération d'annulation d'interférences, comme illustré en figure 14.

25 Les autres opérations illustrées sur ces figures 13 et 14 ne sont pas rediscutées : elles sont identiques à celles décrites précédemment, en relation avec les figures 9 et 10.

On notera par ailleurs que, dans le cas d'un tel précodage par étalement de spectre, il est possible d'effectuer le même traitement d'une façon différente, en intégrant dans la matrice globale non seulement le codage, le canal et le décodage, mais également l'étalement et le désétalement.

30 Dans ce cas, la dimension de la matrice G utilisée pour la diagonalisation

et l'annulation d'interférences est supérieure à celle du code espace-temps, mais le traitement global est simplifié. D'une façon générale, il est à noter que dans tous les cas, la taille de cette matrice peut être supérieure à celle du code espace-temps, contrairement à l'approche proposée par Boariu.

5 La figure 15 présente les résultats de cette approche pour un code de longueur 16, 8 utilisateurs et sur un nombre de porteuses égal à 1.

On compare la technique de filtrage MRC (Maximum Ration Combining) avec l'approche de l'invention mettant en œuvre une égalisation (ici de type MMSE (Minimum Mean Square Error)). Cette seconde approche donne de bien
10 meilleurs résultats.

7. Association avec codage de canal

Selon un mode de réalisation de l'invention, illustré par la figure 16, on propose de coder les symboles au moyen d'un codage de canal. Ces symboles seront ensuite codés suivant un code espace-temps. Le codage de canal permet en
15 effet d'augmenter les performances du système global en rajoutant de l'information redondante.

On prévoit donc à l'émission un codage de canal (opération connue en soi dans la littérature) 161 sur les bits à transmettre, suivi d'un entrelacement 162 et d'une opération de modulation 163. Les symboles obtenus sont ensuite codés au
20 moyen d'un code espace-temps en bloc 168. Les signaux sont émis à l'aide de n antennes d'émission E_i , via n canaux de transmission h_p , vers une antenne de réception R_1 (plusieurs antennes de réception peuvent bien sûr être prévues).

A la réception, on effectue tout d'abord un décodage espace-temps 164, symétrique du codage effectué à l'émission, puis une égalisation 165, par exemple
25 de type MMSE.

On met en oeuvre ensuite les itérations, selon l'approche décrite précédemment :

- itération 1 : diagonalisation 166, détaillée en figure 17 ;
- itérations suivantes : annulation d'interférences 167₂ à 167_p, détaillée
30 en figure 18.

Comme illustré en figure 17, l'étape de diagonalisation comprend tout d'abord une diagonalisation 171 proprement dite, telle que décrite précédemment. Elle est suivie d'une opération de démodulation 172, symétrique de la modulation effectuée à l'émission. Cette démodulation peut être douce au sens où elle peut

5 délivrer une information de confiance sur les bits démodulés.

Le terme modulation s'entend ici comme une conversion entre un ou plusieurs éléments binaires et un symbole complexe. La démodulation est l'opération inverse. Lorsqu'une modulation codée en treillis est mise en œuvre, cette phase de modulation ou de démodulation est égale à l'identité.

10 Ensuite, on effectue un désentrelacement 173 symétrique à celui de l'émission, puis un décodage de canal 174 symétrique du codage de canal effectué à l'émission. Ce décodage produit en sortie une probabilité sur les bits codés. Le décodeur peut traiter des informations douces en entrée comme en sortie.

15 Ensuite, on effectue un entrelacement 175 identique à celui de l'émission, puis on effectue une modulation 176 identique encore à l'émission. Cette modulation peut accepter des données douces en entrée et peut produire en sortie des symboles tenant compte de la confiance des bits d'entrée, c'est-à-dire des symboles pondérés.

20 Selon un mode de réalisation particulier, la démodulation et le décodage de canal peuvent être réalisés conjointement.

Le signal correspondant alimente la première itération d'annulation d'interférences, comme illustré en figure 16. Il est multiplié par une matrice d'interférence 1811, dont le résultat est soustrait (1812) du signal égalisé, pour effectuer l'annulation d'interférence 181. Dans le cas de la mise en œuvre de

25 décisions souples, une information de fiabilité 1813 peut être prise en compte.

Ensuite, dans chaque itération, on répète les opérations également effectuées lors de l'étape de diagonalisation : démodulation 182, symétrique de la modulation effectuée à l'émission. Cette démodulation peut être douce au sens où elle peut délivrer une information de confiance sur les bits démodulés.

30 Ensuite, on effectue un désentrelacement 183 symétrique à celui de

l'émission, puis un décodage de canal 184 symétrique du codage de canal effectué à l'émission. Ce décodage produit en sortie une probabilité sur les bits codés. Le décodeur peut traiter des informations douces en entrée comme en sortie.

Ensuite, on effectue un entrelacement 185 identique à celui de l'émission, puis on effectue une modulation 186 identique encore à l'émission. Cette modulation peut accepter des données douces en entrée et peu produire en sortie des symboles tenant compte de la confiance des bits d'entrée, i.e. des symboles pondérés.. Le résultat $\bar{s}^{(p-1)}$ est réintroduit dans l'itération suivante ou, pour la dernière itération, pris en compte pour la suite du traitement.

Le codage de canal 161 de la figure 16 peut être un turbo code. Dans ce cas, la fonction 174 de la figure 17 est un turbo décodage avec un nombre d'itérations de turbodécodage qui peut être différent selon chaque itération du schéma global.

8. Association avec codage de canal et précodage

Selon un autre aspect de l'invention, on peut coder les symboles au moyen d'un codage de canal, puis les précoder. On procède ensuite au codage espace-temps.

On prévoit à l'émission un codage de canal (opération très connue dans la littérature) 191 sur les bits à transmettre suivi d'un entrelacement 192 et d'une opération de modulation 193. Les symboles obtenus sont ensuite précodés 194 et enfin entrelacés 195. Les symboles résultant sont enfin codés au moyen d'un code espace-temps en bloc 1910. Les signaux sont émis à l'aide de n antennes d'émission E_i , via n canaux de transmission h_p , vers une antenne de réception R_1 (plusieurs antennes de réception peuvent bien sûr être prévues).

A la réception, on effectue tout d'abord un décodage espace-temps 195, symétrique du codage effectué à l'émission, puis une égalisation 196, par exemple de type MMSE.

On retrouve ensuite les différentes itérations, selon l'approche décrite précédemment :

- itération 1 : diagonalisation 197, détaillée en figure 20 ;

- itérations suivantes : annulation d'interférences 198₂ à 198_p, détaillée en figure 21.

Comme illustré en figure 20, l'étape de diagonalisation comprend tout d'abord une diagonalisation 201 proprement dite, telle que décrite précédemment. Elle est suivie d'une opération de désentrelacement 202 symétrique de l'entrelacement de l'émission 195, puis d'un précodage inverse 203, symétrique du précodage effectué à l'émission.

On procède ensuite à une démodulation 204 symétrique à celle de l'émission. Cette démodulation peut être douce au sens où elle peut délivrer une information de confiance sur les bits démodulés.

Ensuite, on effectue un désentrelacement 205 symétrique à celui de l'émission (192), puis un décodage de canal 206 symétrique du codage de canal effectué à l'émission. Ce décodage produit en sortie une probabilité sur les bits codés. Le décodeur peut traiter des informations douces en entrée comme en sortie. Ensuite on effectue un entrelacement 207 identique à celui de l'émission (192), puis on effectue une modulation 208 identique encore à l'émission. Cette modulation peut accepter des données douces en entrée et peu produire en sortie des symboles tenant compte de la confiance des bits d'entrée, i.e. des symboles pondérés. Ces symboles sont ensuite précodés 209 comme à l'émission et entrelacés 2010 tout comme à l'émission.

Le signal correspondant alimente la première itération d'annulation d'interférences, comme illustré en figure 21. Il est multiplié par une matrice d'interférence 2111, dont le résultat est soustrait (2112) du signal égalisé, pour effectuer l'annulation d'interférence 211. Dans le cas de la mise en œuvre de décisions souples, une information de fiabilité 2113 peut être prise en compte.

Ensuite, dans chaque itération, on répète les opérations également effectuées lors de l'étape de diagonalisation : désentrelacement 212 symétrique de l'entrelacement de l'émission (195), puis d'un précodage inverse 213, symétrique du précodage effectué à l'émission.

Puis on procède à une démodulation 214 symétrique à celle de l'émission.

Cette démodulation peut être douce au sens où elle peut délivrer une information de confiance sur les bits démodulés. Ensuite on effectue un désentrelacement 215 symétrique à celui de l'émission (192), puis un décodage de canal 216 symétrique du codage de canal effectué à l'émission. Ce décodage produit en sortie une probabilité sur les bits codés. Le décodeur peut traiter des informations douces en

entrée comme en sortie.

Ensuite, on effectue un entrelacement 217 identique à celui de l'émission (192), puis on effectue une modulation 218 identique encore à l'émission. Cette modulation peut accepter des données douces en entrée et peu produire en sortie des symboles tenant compte de la confiance des bits d'entrée, c'est-à-dire des symboles pondérés. Ces symboles sont ensuite précodés 219 comme à l'émission et entrelacés 2110 tout comme à l'émission. Le résultat $\bar{s}^{(p-1)}$ est ré-introduit dans l'itération suivante ou, pour la dernière itération, pris en compte pour la suite du traitement.

9. Diagonalisation et égalisation conjointes

Il est possible d'intégrer l'égalisation dans la diagonalisation, comme illustré en figure 22. Conformément aux systèmes précédents, le signal reçu est d'abord décodé (module décodage espace-temps 221). Il est ensuite diagonalisé et égalisé (module de diagonalisation et égalisation 223). Dans le cas MMSE, l'opération consiste à multiplier le signal décodé par la matrice : $\left(H^H H + \frac{1}{SNR} I \right)^{-1}$ où H est la matrice représentative du codage et du canal définie précédemment, SNR le rapport signal à bruit; I la matrice identité et $(\cdot)^{-1}$ l'opération d'inversion matricielle. Dans le cas ZF, on multiplie le signal décodé par la matrice $(H^H H)^{-1}$.

Ensuite on estime classiquement les symboles.

Les itérations suivantes tiennent compte de l'égalisation MMSE 22 effectuée sur les données délivrées par le décodage espace-temps 221. Une itération est illustrée par la figure 23,

Elle comprend donc une étape de diagonalisation et d'égalisation 231

utilisant la matrice : $\left(H^H H + \frac{1}{SNR} I \right)^{-1}$ dans le cas MMSE, puis une étape 232 d'estimation des symboles.

Il est toujours possible d'intégrer le précodage et/ou codage de canal conformément aux sections 5 à 8.

5 **10 – amélioration de l'estimation de canal**

Il est possible d'introduire de l'estimation de canal dans les itérations l'estimation de canal est classiquement réalisée en amont des fonctions décrites dans le document. Elle est sensée être faite de manière parfaite avant le décodage espace temps, puisque les données h_i sont nécessaires pour cette fonction 196 de figure 19 ainsi que pour la plupart des suivantes (égalisation, diagonalisation, décodage de canal...).

On peut envisager un mode de fonctionnement où des données estimées à la fin de chaque itération peuvent être utilisées en vue d'une nouvelle estimation de canal menée en parallèle. Les données h_i ainsi nouvellement estimées peuvent être utilisées à l'itération suivante.

On peut également reboucler avant le module 196 comme sur la figure 24. Dans ce cas, chaque itération comprend décodage espace-temps, égalisation et un module tel que décrit précédemment.

11. Avantages de l'invention

20 Selon ces différents aspects, l'invention présente de nombreux avantages, tels que :

- la reconstruction avec prise en compte des fiabilités au fil des itérations (à inclure par exemple dans schéma avec précodage) ;
- l'application possible aux canaux avec IES ;
- 25 – l'utilisation d'un nombre quelconque d'antennes (4, 8, ...) ;
- l'utilisation avec n'importe quel code espace-temps ;
- l'association avec un précodage de diversité ;
- la mise en œuvre d'une égalisation...

On peut par ailleurs encore améliorer l'efficacité du procédé de l'invention

en mettant en œuvre un contrôle automatique de gain (CAG), avant ou après ladite étape d'égalisation et/ou lors desdites itérations,

Annexe 1 : références

1. Tujkovic D., "Recursive Space-Time Treillis Codes for Turbo coded Modulation", IEEE GLOBECOM, 2000, p. 1010-1015, vol.2
2. Jayaweera S.K., Poor H.V., "Turbo (iterative) decoding of a unitary space-time code with a convolutional code", IEEE VTC Spring 2002, p. 1020-1024, vol.2
3. Guillen i Fabregas A., Caire G., "Analysis and design of natural and threaded space-time codes with iterative decoding", Conference on Signals, Systems and Computers, 2002, p. 279-283, Vol. 1
4. G. Bauch, N. Al-Dahir, "Reduced-complexity Space-Time Turbo-Equalization for Frequency-Selective MIMO Channels", IEEE journal on Selected areas in communications, 2002
5. Boariu A., Ionescu M., "A class of nonorthogonal rate-one space-time block codes with controlled interference", IEEE trans. on wireless comm., mar. 2003, pp. 270-276, vol. 2
6. Tirkkonen O., Boariu A. et Hottinen A., "Minimal non-orthogonality rate 1 space-time block code for 3+ tx antennas", in proceedings of IEEE ISSTA'00, sept. 2000, New jersey, USA.
7. Jafarkhani H., "A Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code", IEEE WCNC, 2000, p. 1457-1458 vol.1
8. Alamouti S. M., "A Simple Transmitter Diversity Scheme for Wireless Communications", IEEE JSAC, oct 1998, p. 1457-1458
9. Tarokh V., Jafarkhani H. et Calderbanck R. "Space-time block coding for wireless communications: performance results", IEEE JSAC, mar. 1999, pp. 451-460, vol. 17
10. V. Le Nir et M. H  lard, "Reduced-complexity space-time block coding and decoding schemes with block linear precoding", Electronics Letters, 10th July 2003, Vol. 39, N   14.

REVENDICATIONS

1. Procédé de décodage d'un signal reçu comprenant des symboles distribués dans l'espace, le temps et/ou en fréquence à l'aide d'une matrice de codage espace-temps ou espace-fréquence,

5 caractérisé en ce qu'il met en œuvre une étape de décodage espace-temps et au moins une itération comprenant chacune les sous-étapes suivantes :

- prédécodage de diversité, inverse d'un précodage de diversité mis en œuvre à l'émission dudit signal, délivrant des données prédécodées ;
- estimation des symboles formant ledit signal, à partir desdites données
- 10 prédécodées, délivrant des symboles estimés ;
- précodage de diversité, identique audit précodage de diversité mis en œuvre lors de l'émission, appliqué sur lesdits symboles estimés, pour fournir un signal estimé, sauf pour la dernière itération.

2. Procédé de décodage selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il

15 comprend les étapes suivantes :

- décodage espace-temps, inverse du codage espace-temps mis en œuvre à l'émission, délivrant un signal décodé ;
- égalisation dudit signal décodé, délivrant un signal égalisé ;
- transformation de la matrice des signaux égalisés en une matrice
- 20 diagonale obtenue à partir d'une matrice globale de codage/canal/décodage tenant compte au moins de ladite matrice de codage, d'une matrice de décodage, correspondant à la matrice transposée conjuguée de ladite matrice de codage ;
- prédécodage de diversité, inverse d'un précodage de diversité mis
- 25 en œuvre à l'émission dudit signal, délivrant des données prédécodées ;
- estimation des symboles formant ledit signal, à partir desdites données prédécodées, délivrant des symboles estimés ;
- précodage de diversité, identique audit précodage de diversité mis
- 30 en œuvre lors de l'émission, appliqué sur lesdits symboles estimés,

- pour fournir un signal estimé ;
- et au moins une itération d'une étape d'annulation d'interférence, mettant en œuvre les sous-étapes suivantes :
- soustraction audit signal égalisé dudit signal estimé multiplié par une matrice d'interférence, délivrant un signal optimisé ;
 - prédécodage de diversité dudit signal optimisé, inverse d'un précodage de diversité mis en œuvre à l'émission dudit signal, délivrant des données prédécodées ;
 - estimation des symboles formant ledit signal optimisé, à partir des données prédécodées, délivrant de nouveaux symboles estimés ;
 - précodage de diversité, identique audit précodage de diversité mis en œuvre lors de l'émission, appliqué sur lesdits nouveaux symboles estimés pour fournir un nouveau signal estimé, sauf pour la dernière itération.
3. Procédé de décodage selon la revendication 2, caractérisé en ce que lesdites étapes de décodage espace-temps et d'égalisation et/ou lesdites étapes d'égalisation et de transformation sont effectuées conjointement.
4. Procédé de décodage selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que, lesdits symboles codés étant émis à l'aide d'au moins deux antennes, on tient compte globalement des différents canaux de transmission correspondants.
5. Procédé de décodage selon l'une quelconque des revendications 2 à 4, caractérisé en ce que ladite étape d'égalisation met en œuvre une égalisation selon une des techniques appartenant au groupe comprenant :
- égalisation de type MMSE ;
 - égalisation de type EGC ;
 - égalisation de type ZF ;
 - égalisation tenant compte d'une information représentative du rapport signal à bruit entre le signal reçu et le bruit de réception.

- 5 6. Procédé de décodage selon l'une quelconque des revendications 2 à 5, caractérisé en ce que lesdites étapes d'estimation de symboles mettent en œuvre une décision souple, associant une information de confiance à une décision, et en ce que la ou lesdites étapes de soustraction tiennent compte desdites informations de confiance.
7. Procédé de décodage selon l'une quelconque des revendications 1 à 6, caractérisé en ce que ledit signal reçu est un signal multiporteuse.
8. Procédé de décodage selon l'une quelconque des revendications 1 à 7, caractérisé en ce que ledit précodage est obtenu par l'une des méthodes suivantes :
- 10 – étalement de spectre ;
 – précodage linéaire.
9. Procédé de décodage selon l'une quelconque des revendications 1 à 8, caractérisé en ce qu'il met en œuvre une étape de contrôle automatique de gain, avant ou après ladite étape d'égalisation et/ou lors d'au moins une desdites
- 15 itérations,
10. Procédé de décodage selon l'une quelconque des revendications 1 à 9, caractérisé en ce qu'il comprend une étape de décodage de canal, symétrique d'une étape de codage de canal mis en œuvre à l'émission.
11. Procédé de décodage selon la revendication 10, caractérisé en ce que ladite
- 20 étape de décodage de canal met en œuvre un turbo-décodage.
12. Procédé de décodage selon l'une quelconque des revendications 1 à 11, caractérisé en ce qu'il comprend au moins une étape de désentrelacement et au moins une étape de ré-entrelacement, correspondant à un entrelacement mis en œuvre à l'émission.
- 25 13. Procédé de décodage selon l'une quelconque des revendications 1 à 12, caractérisé en ce qu'il comprend une étape d'amélioration d'une estimation de canal, tenant compte des données estimées lors d'au moins une desdites itérations.
14. Procédé de décodage selon l'une quelconque des revendications 1 à 13, caractérisé en ce que, ledit signal reçu étant transmis à l'aide de quatre antennes,
- 30 ladite matrice globale vaut :

$$G = \gamma \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & J \\ 0 & A & -J & 0 \\ 0 & -J & A & 0 \\ J & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

avec :

$$A = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2$$

$$J = 2\text{Re}\{h_1 h_4^* - h_2 h_3^*\}, \text{ représentant l'interférence, et}$$

5

$$\gamma = \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + \frac{1}{\text{SNR}}}$$

où :

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ -h_2^* & h_1^* & -h_4^* & h_3^* \\ -h_3^* & -h_4^* & h_1^* & h_2^* \\ h_4 & -h_3 & -h_2 & h_1 \end{bmatrix} \text{ est une matrice regroupant le codage}$$

espace-temps et le canal de transmission,

et SNR représente le rapport signal à bruit.

10

15. Procédé de décodage selon l'une quelconque des revendications 1 à 14, caractérisé en ce que, ledit signal reçu étant transmis à l'aide de huit antennes, ladite matrice globale vaut :

$$G = \gamma \cdot H^H \cdot H = \gamma \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A & 0 & 0 & 0 & J & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 & J \\ J & 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 \\ 0 & J & 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 \\ 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 & A & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

avec $A = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2$ et

15

$$J = 2\text{Im}\{h_1 h_5^* + h_2 h_6^* + h_3 h_7^* + h_4 h_8^*\}$$

et

$$\gamma = \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + |h_5|^2 + |h_6|^2 + |h_7|^2 + |h_8|^2 + \frac{1}{\text{SNR}}}$$

$$\text{où : } H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 & h_5 & h_6 & h_7 & h_8 \\ h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 & h_6 & -h_5 & h_8 & -h_7 \\ h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 & h_7 & -h_8 & -h_5 & h_6 \\ h_4 & h_3 & -h_2 & -h_1 & h_8 & h_7 & -h_6 & -h_5 \\ h_1^* & h_2^* & h_3^* & h_4^* & h_5^* & h_6^* & h_7^* & h_8^* \\ h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* & h_6^* & -h_5^* & h_8^* & -h_7^* \\ h_3^* & -h_4^* & -h_1^* & h_2^* & h_7^* & -h_8^* & -h_5^* & h_6^* \\ h_4^* & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* & h_8^* & h_7^* & -h_6^* & -h_5^* \\ h_5 & h_6 & h_7 & h_8 & h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_6 & -h_5 & h_8 & -h_7 & h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 \\ h_7 & -h_8 & -h_5 & h_6 & h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 \\ h_8 & h_7 & -h_6 & -h_5 & h_4 & h_3 & -h_2 & -h_1 \\ h_5^* & h_6^* & h_7^* & h_8^* & h_1^* & h_2^* & h_3^* & h_4^* \\ h_6^* & -h_5^* & h_8^* & -h_7^* & h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* \\ h_7^* & -h_8^* & -h_5^* & h_6^* & h_3^* & -h_4^* & -h_1^* & h_2^* \\ h_8^* & h_7^* & -h_6^* & -h_5^* & h_4^* & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix},$$

est une matrice regroupant le codage espace-temps et le canal de transmission,

5 et SNR représente le rapport signal à bruit.

16. Procédé de codage et de décodage, caractérisé en ce que le codage met en œuvre une matrice de codage espace-temps telle que :

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 & h_5 & h_6 & h_7 & h_8 \\ h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 & h_6 & -h_5 & h_8 & -h_7 \\ h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 & h_7 & -h_8 & -h_5 & h_6 \\ h_4 & h_3 & -h_2 & -h_1 & h_8 & h_7 & -h_6 & -h_5 \\ h_1^* & h_2^* & h_3^* & h_4^* & h_5^* & h_6^* & h_7^* & h_8^* \\ h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* & h_6^* & -h_5^* & h_8^* & -h_7^* \\ h_3^* & -h_4^* & -h_1^* & h_2^* & h_7^* & -h_8^* & -h_5^* & h_6^* \\ h_4^* & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* & h_8^* & h_7^* & -h_6^* & -h_5^* \\ h_5 & h_6 & h_7 & h_8 & h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_6 & -h_5 & h_8 & -h_7 & h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 \\ h_7 & -h_8 & -h_5 & h_6 & h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 \\ h_8 & h_7 & -h_6 & -h_5 & h_4 & h_3 & -h_2 & -h_1 \\ h_5^* & h_6^* & h_7^* & h_8^* & h_1^* & h_2^* & h_3^* & h_4^* \\ h_6^* & -h_5^* & h_8^* & -h_7^* & h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* \\ h_7^* & -h_8^* & -h_5^* & h_6^* & h_3^* & -h_4^* & -h_1^* & h_2^* \\ h_8^* & h_7^* & -h_6^* & -h_5^* & h_4^* & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}$$

et en ce que le décodage est un décodage selon la revendication 14.

17. Récepteur mettant en œuvre des moyens de décodage d'un signal reçu comprenant des symboles distribués dans l'espace, le temps et/ou en fréquence à l'aide d'une matrice de codage espace-temps,

caractérisé en ce qu'il comprend des moyens de décodage espace-temps, inverse du codage espace-temps mis en œuvre à l'émission, et :

- des moyens de prédécodage de diversité dudit signal optimisé, effectuant un prédécodage inverse d'un précodage de diversité mis en œuvre à l'émission dudit signal, délivrant des données prédécodées ;
- des moyens d'estimation des symboles formant ledit signal optimisé, à partir des données prédécodées, délivrant de nouveaux symboles estimés ;
- des moyens de précodage de diversité, effectuant un précodage identique audit précodage de diversité mis en œuvre lors de l'émission, appliqué sur lesdits nouveaux symboles estimés pour fournir un nouveau signal estimé,

lesdits moyens étant mis en œuvre au moins une fois pour chaque symbole.

18. Procédé de décodage d'un signal reçu comprenant des symboles distribués dans l'espace, le temps et/ou en fréquence à l'aide d'une matrice de codage espace-temps ou espace-fréquence, caractérisé en ce qu'il comprend les étapes suivantes :

- 5 – diagonalisation, obtenue à partir d'une matrice globale de codage/canal/décodage tenant compte au moins de ladite matrice de codage, d'une matrice de décodage, correspondant à la matrice transposée conjuguée de ladite matrice de codage ;
- 10 – démodulation, symétrique à une modulation mise en œuvre à l'émission ;
- désentrelacement, symétrique à un entrelacement mis en œuvre à l'émission ;
- décodage de canal, symétrique à un codage de canal mis en œuvre à l'émission ;
- 15 – ré-entrelacement, identique à celui mis en œuvre à l'émission ;
- re-modulation, identique à celle mise en œuvre à l'émission, délivrant un signal estimé ;
- au moins une itération d'une étape d'annulation d'interférence, comprenant une soustraction à un signal égalisé dudit signal
- 20 estimé multiplié par une matrice d'interférence, délivrant un signal optimisé.

2/18

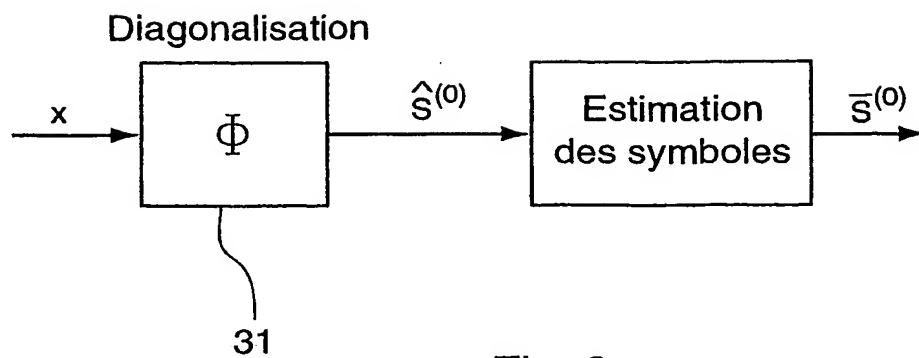


Fig. 3

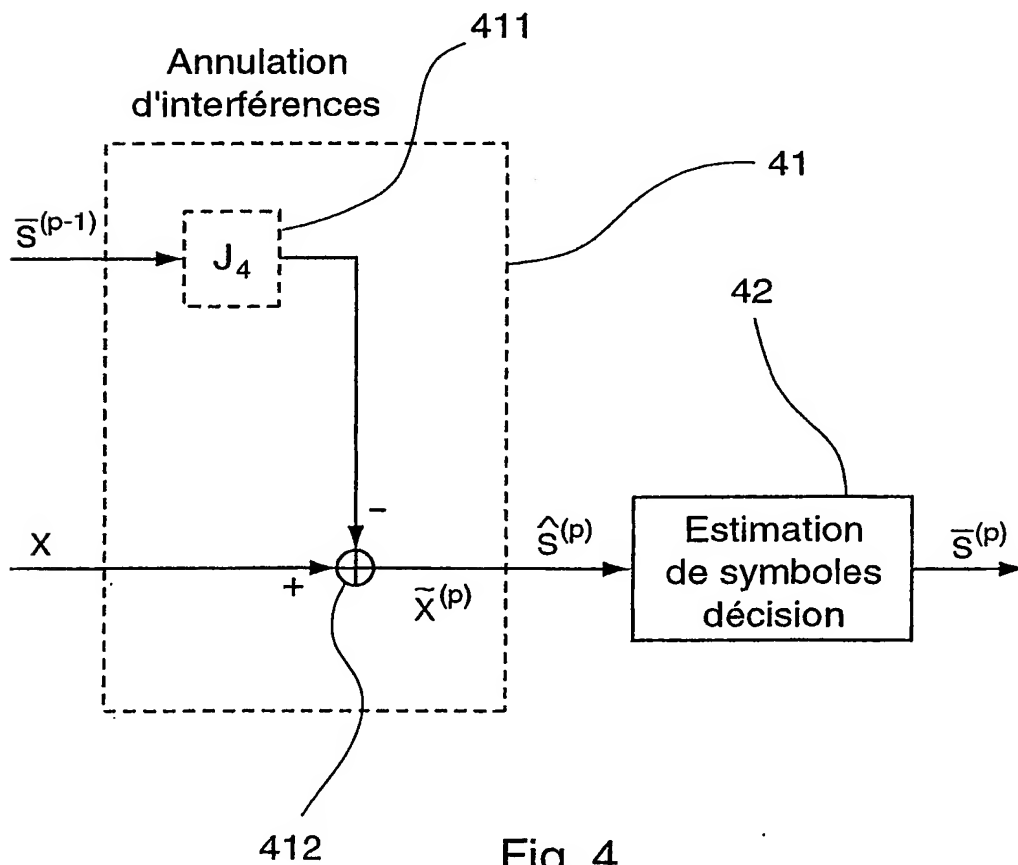


Fig. 4

3/18

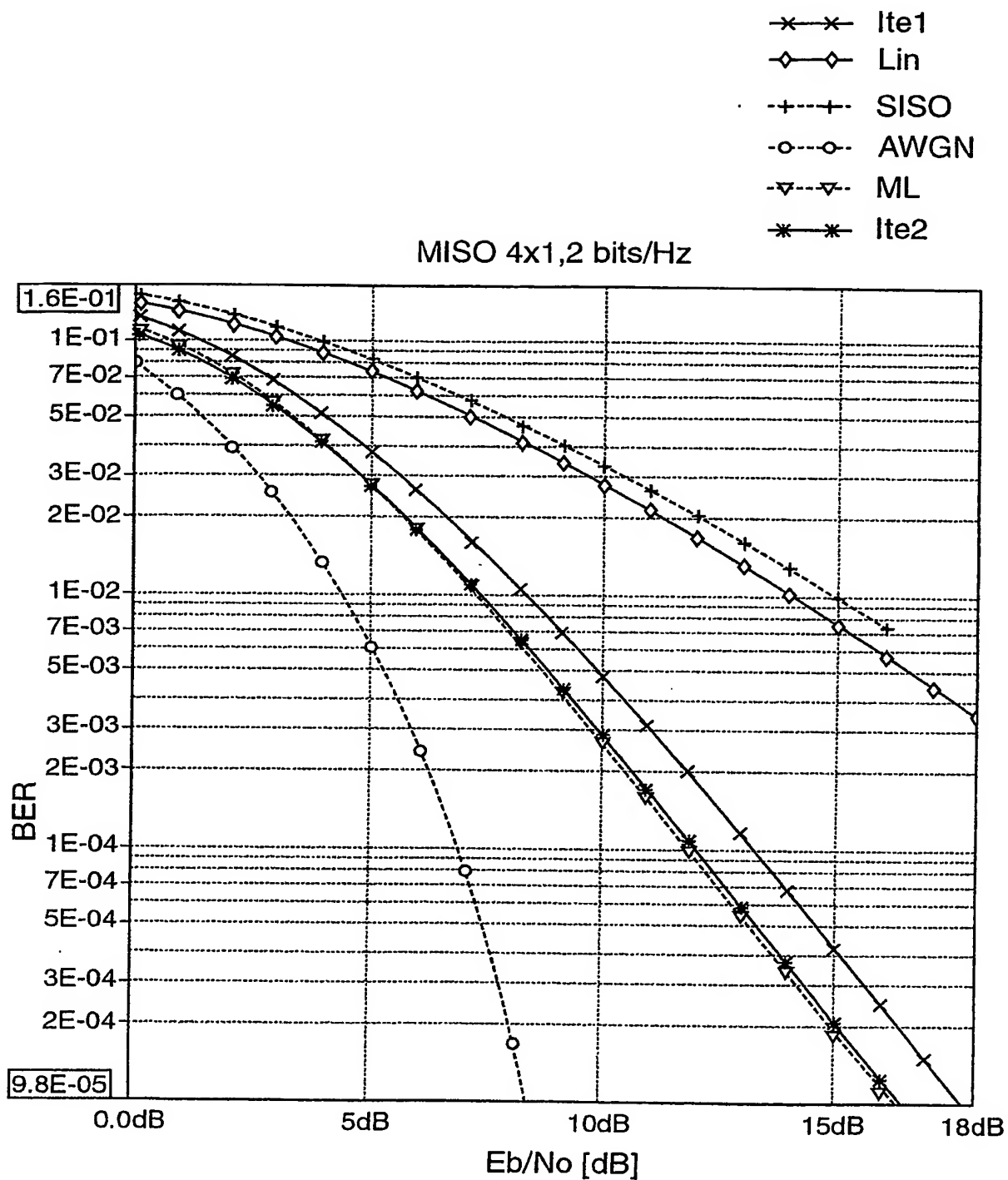


Fig. 5

4/18

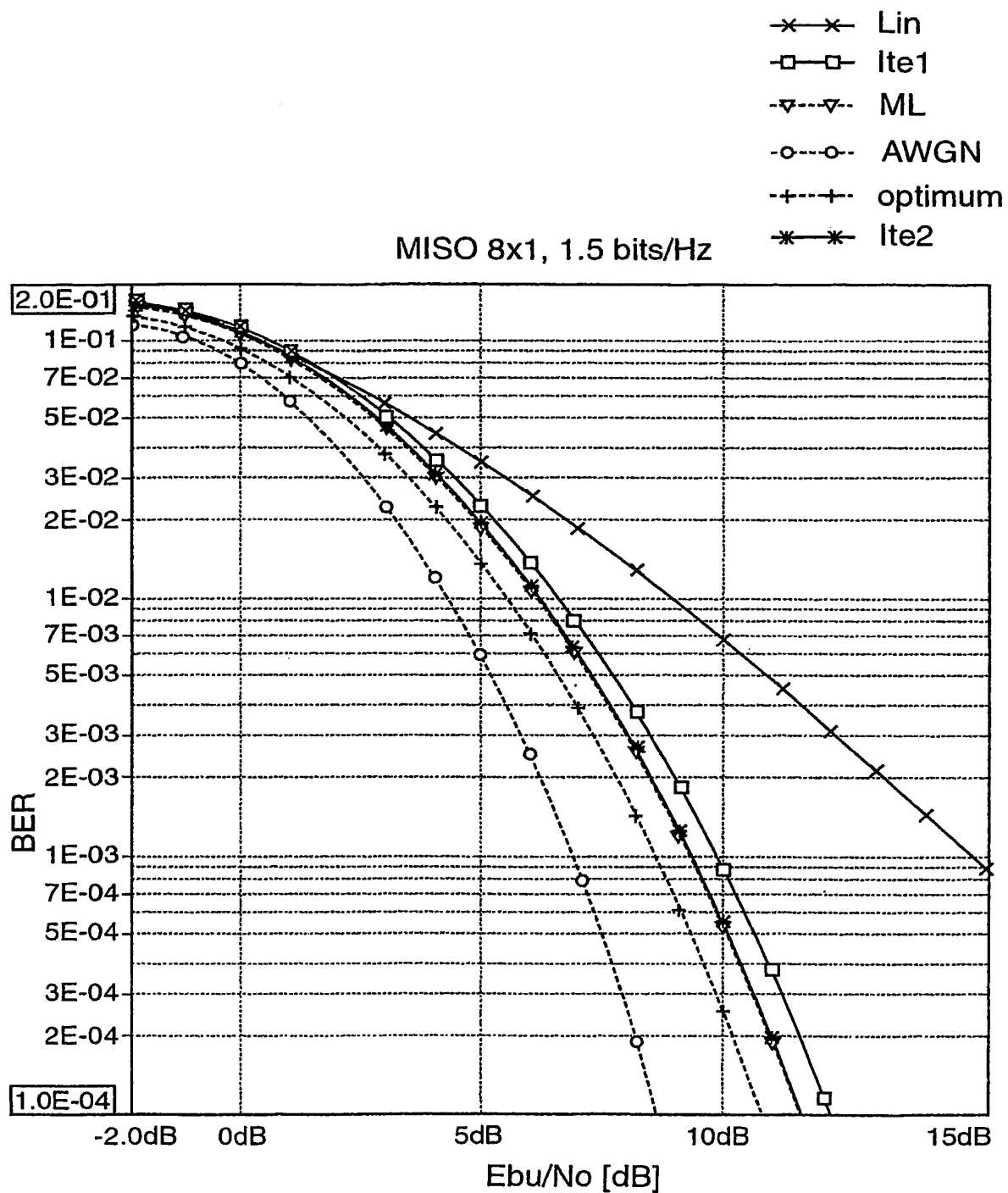


Fig. 6

5/18

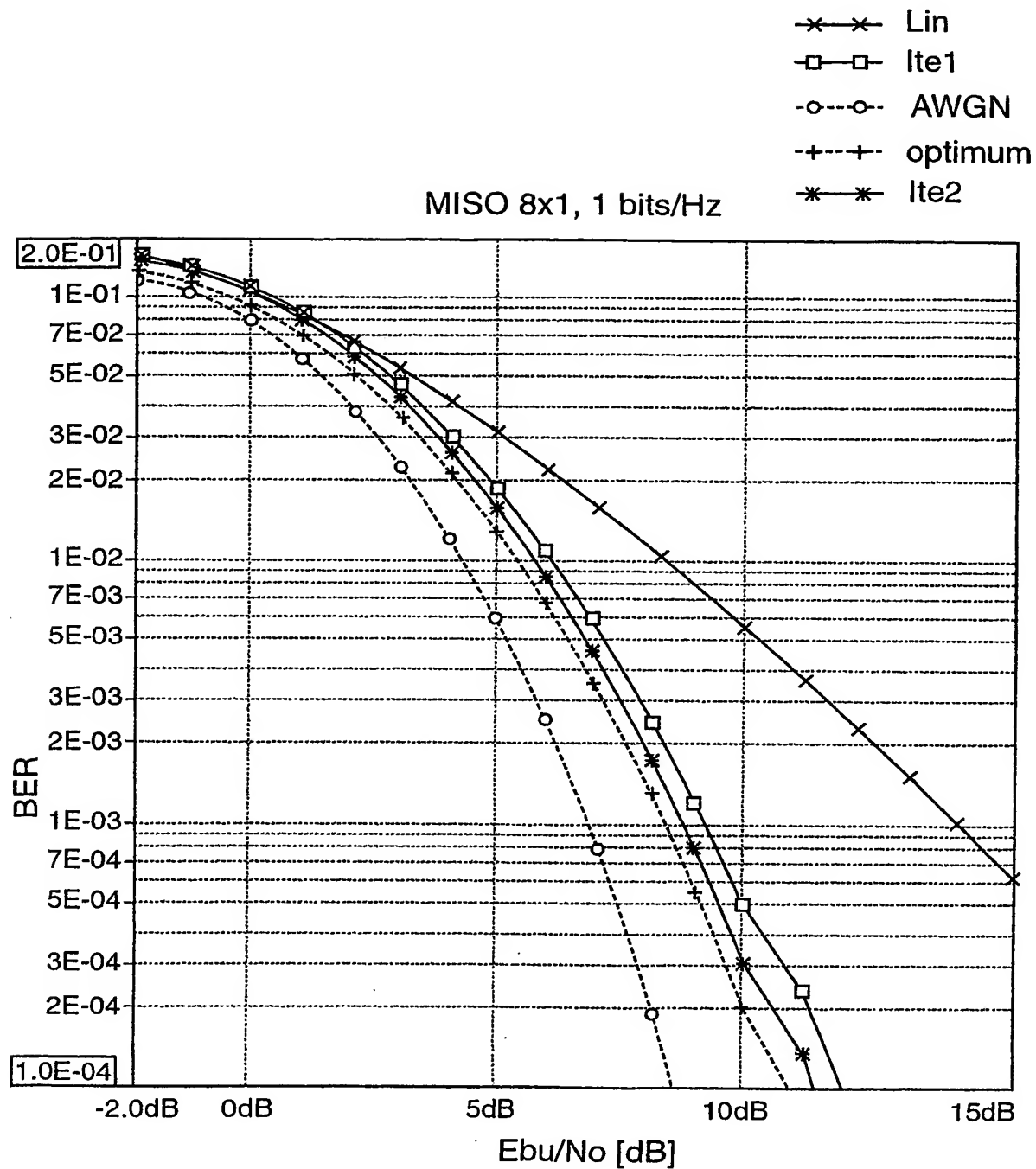


Fig. 7

6/18

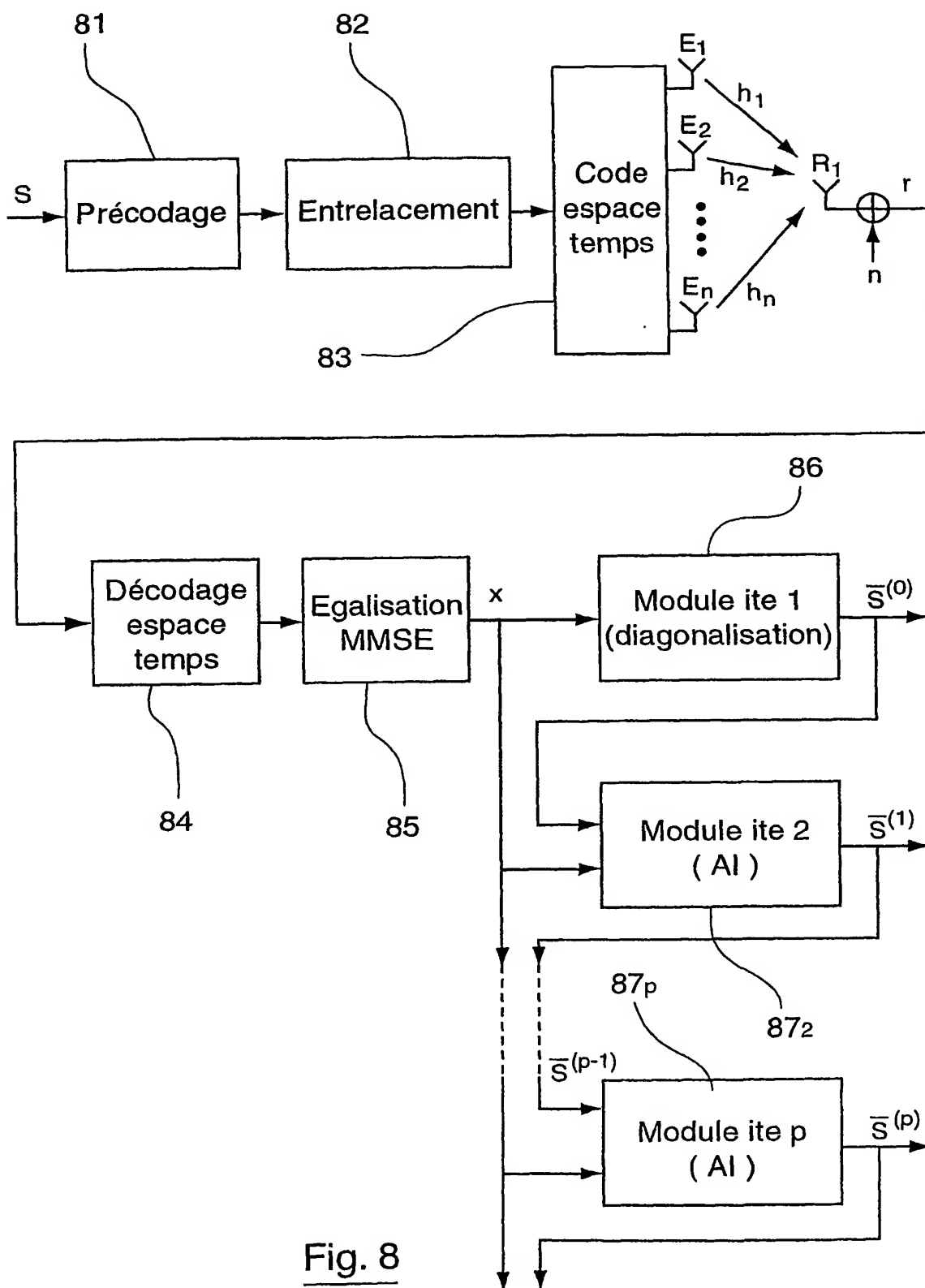


Fig. 8

7/18

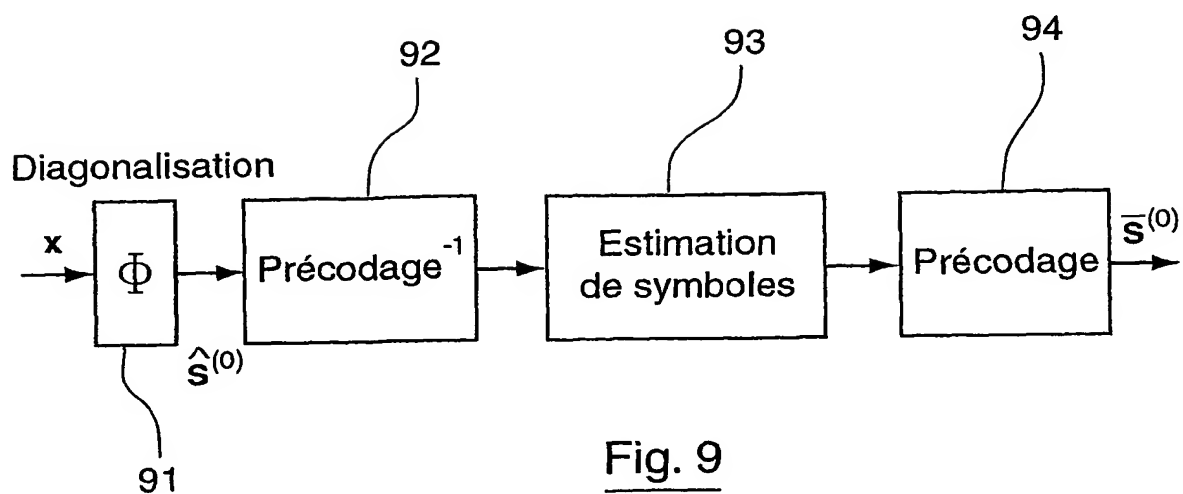


Fig. 9

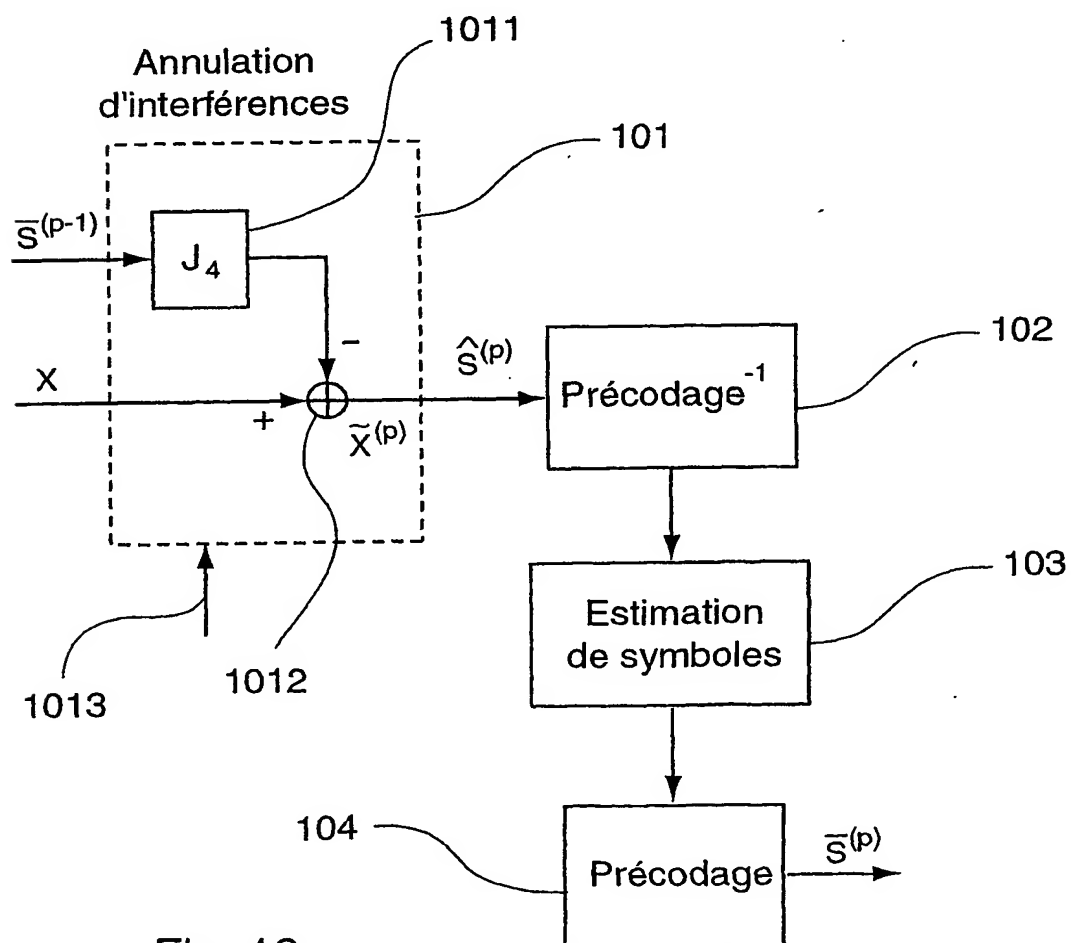


Fig. 10

8/18

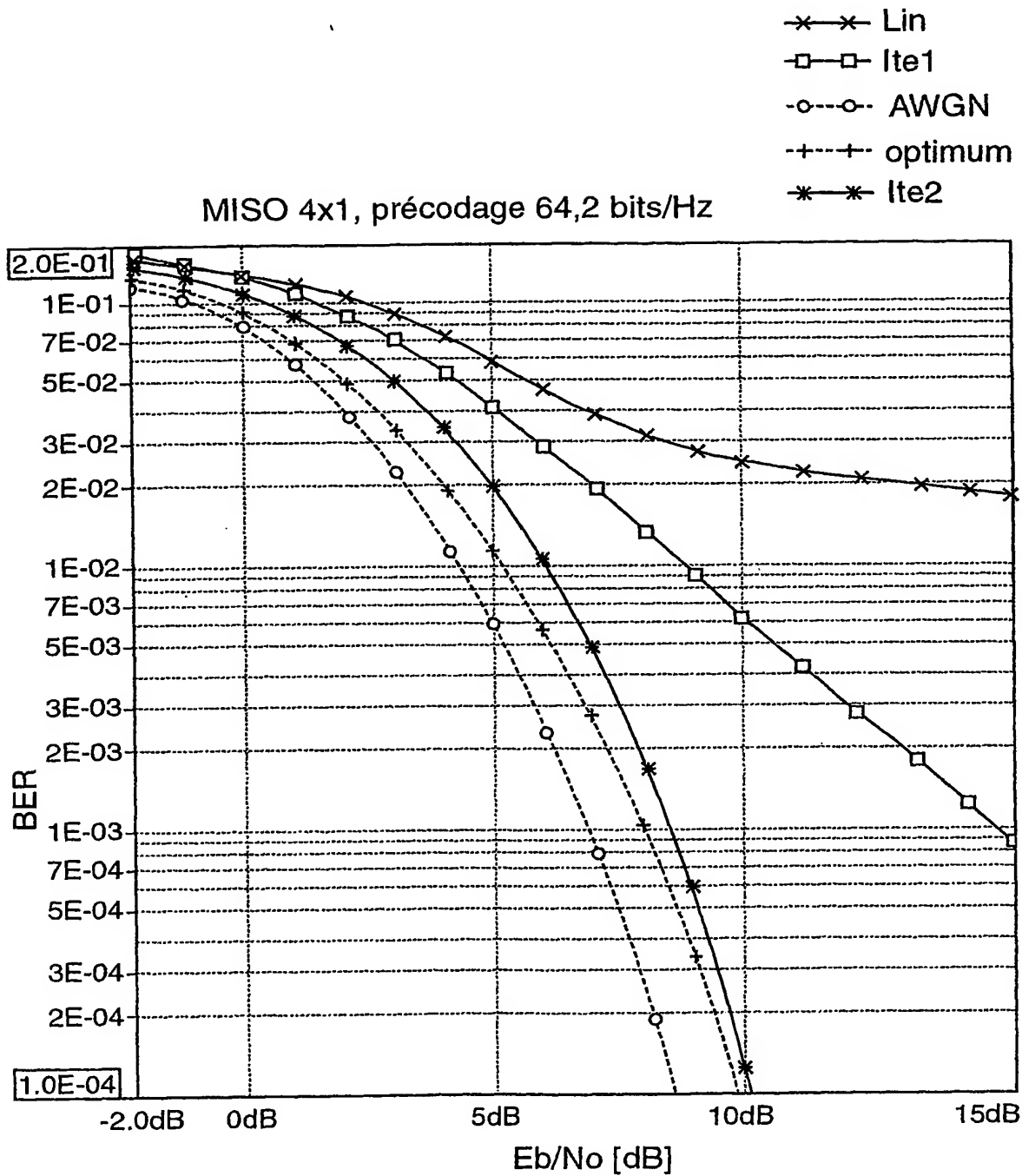


Fig. 11

9/18

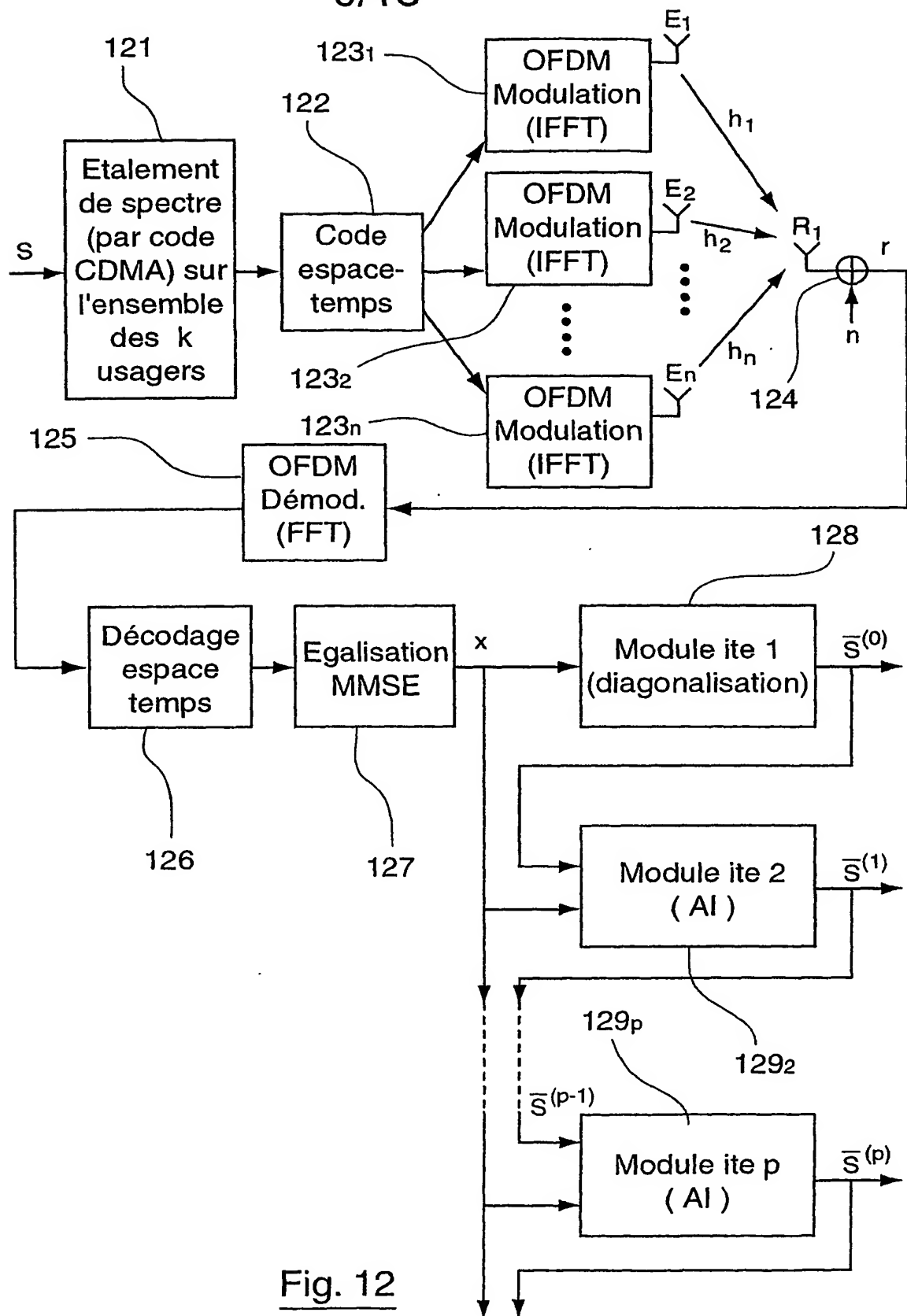


Fig. 12

10/18

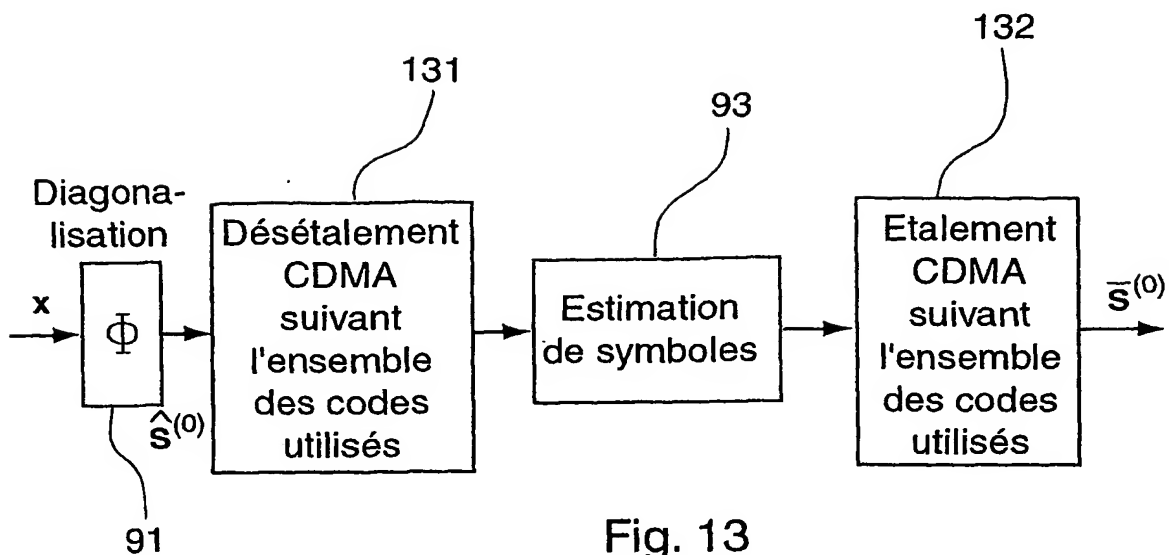


Fig. 13

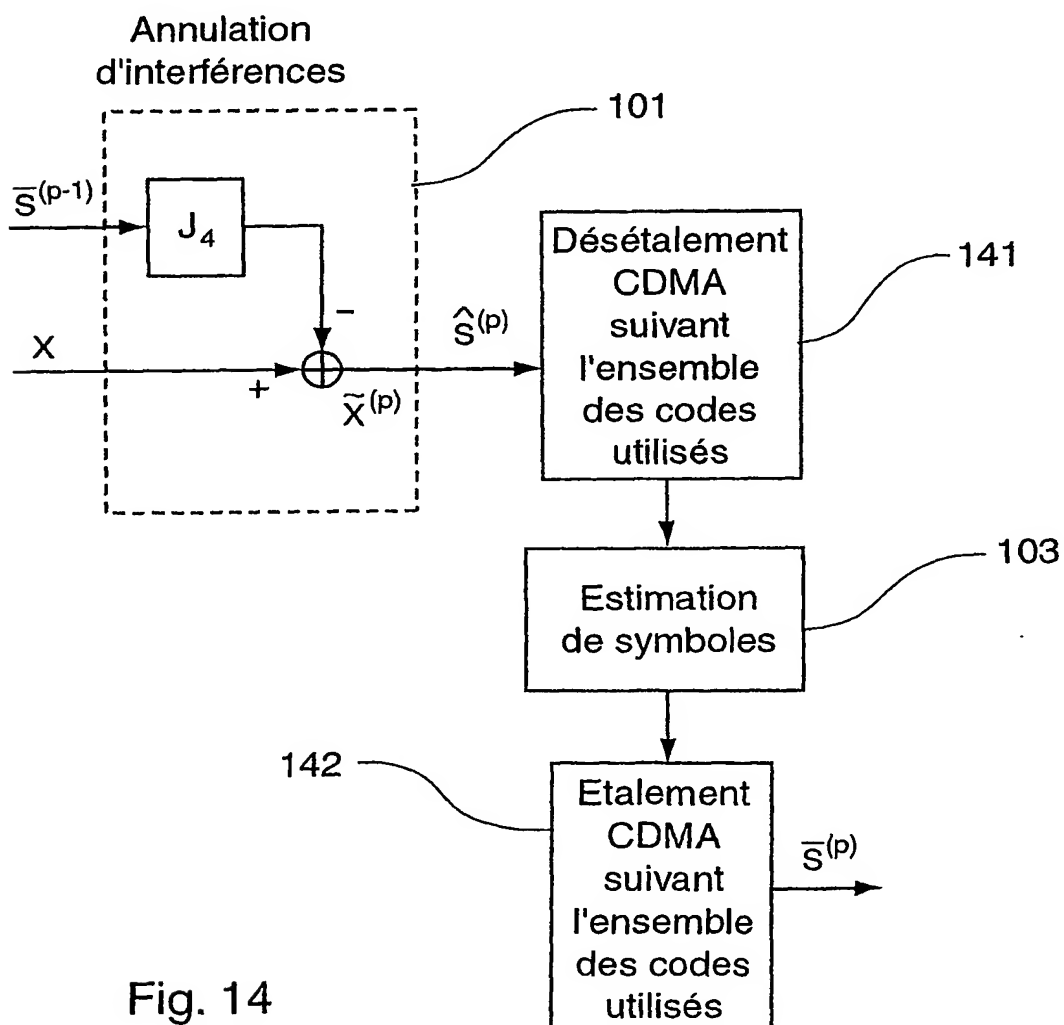


Fig. 14

11/18

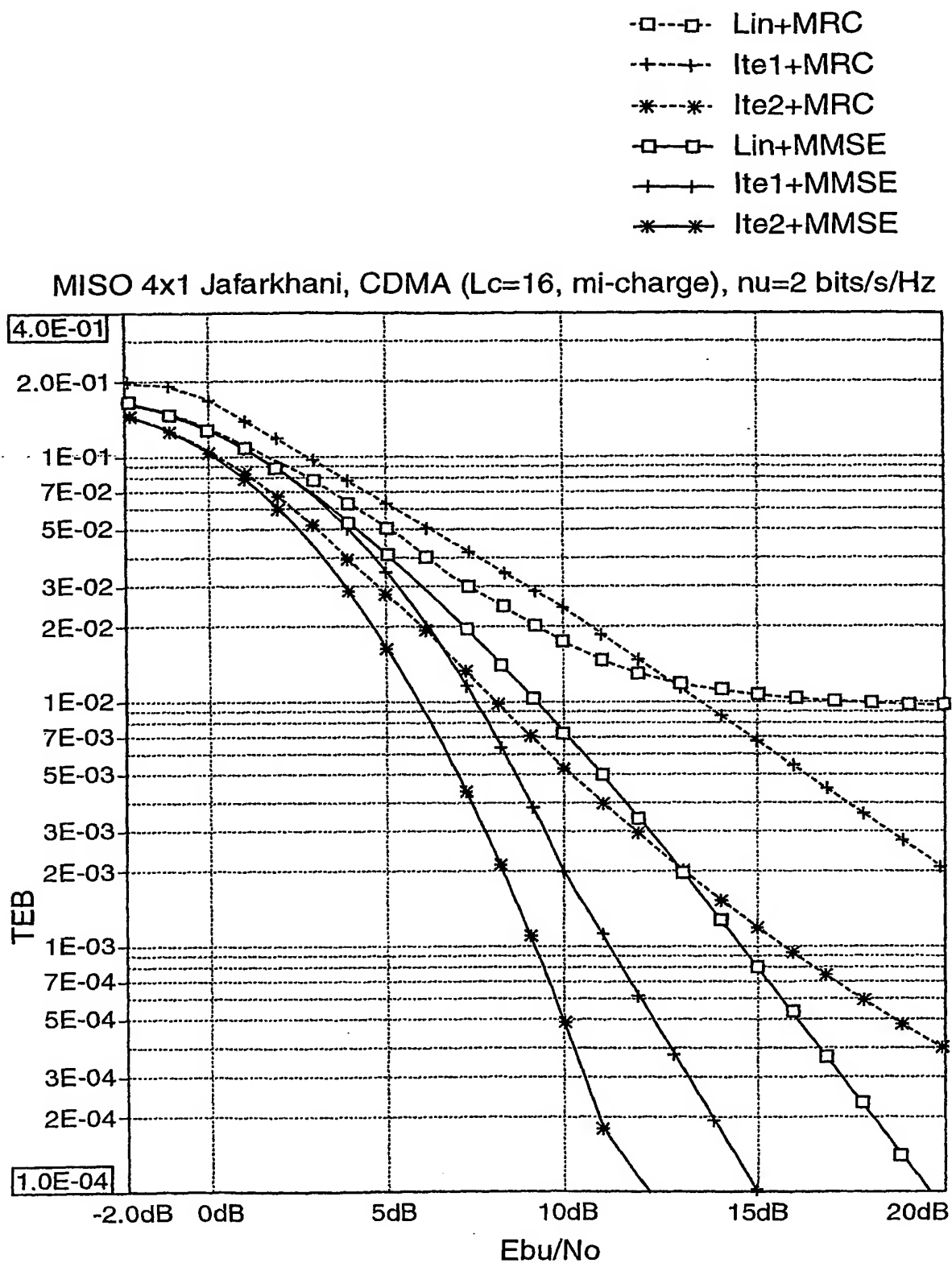


Fig. 15

12/18

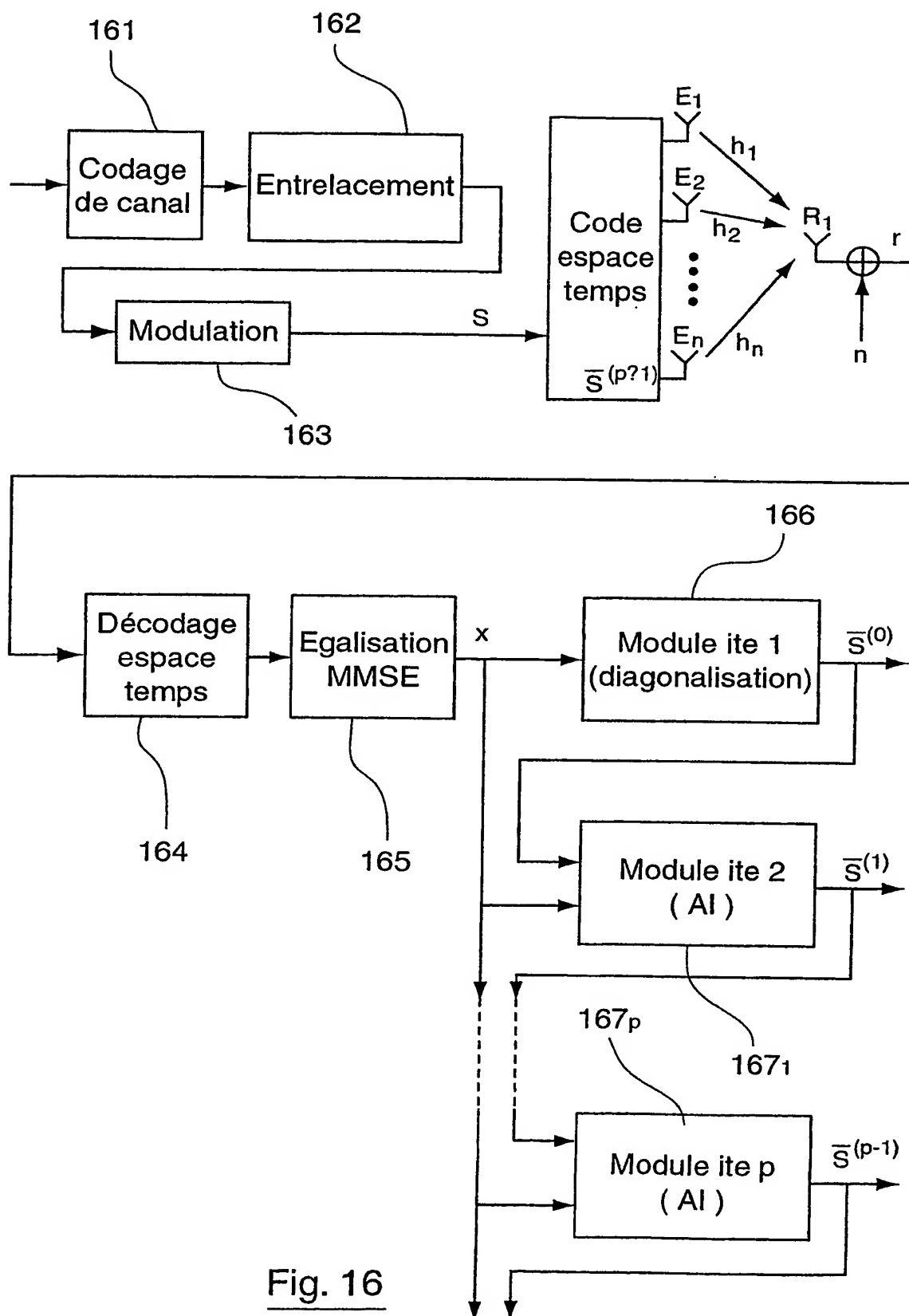


Fig. 16

13/18

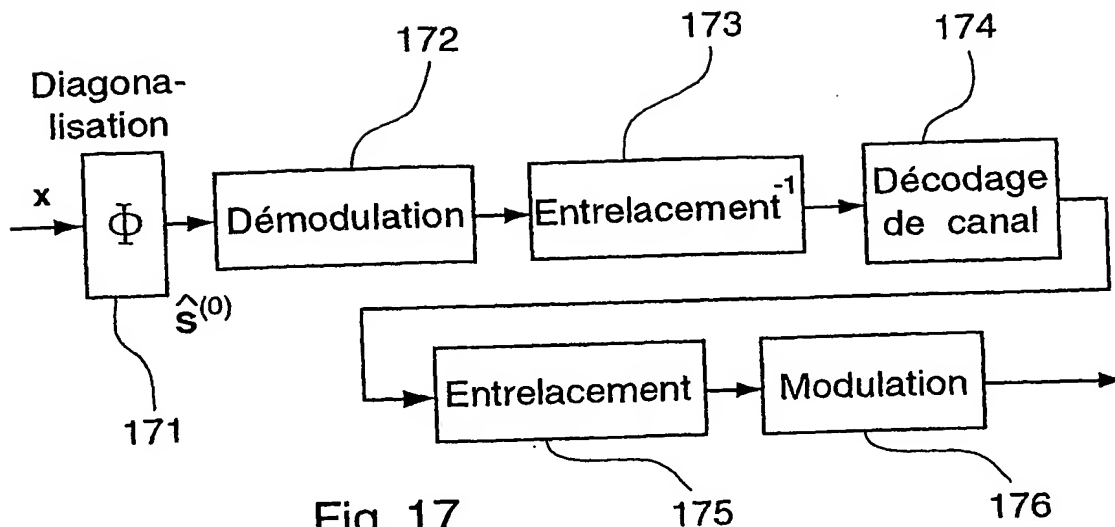


Fig. 17

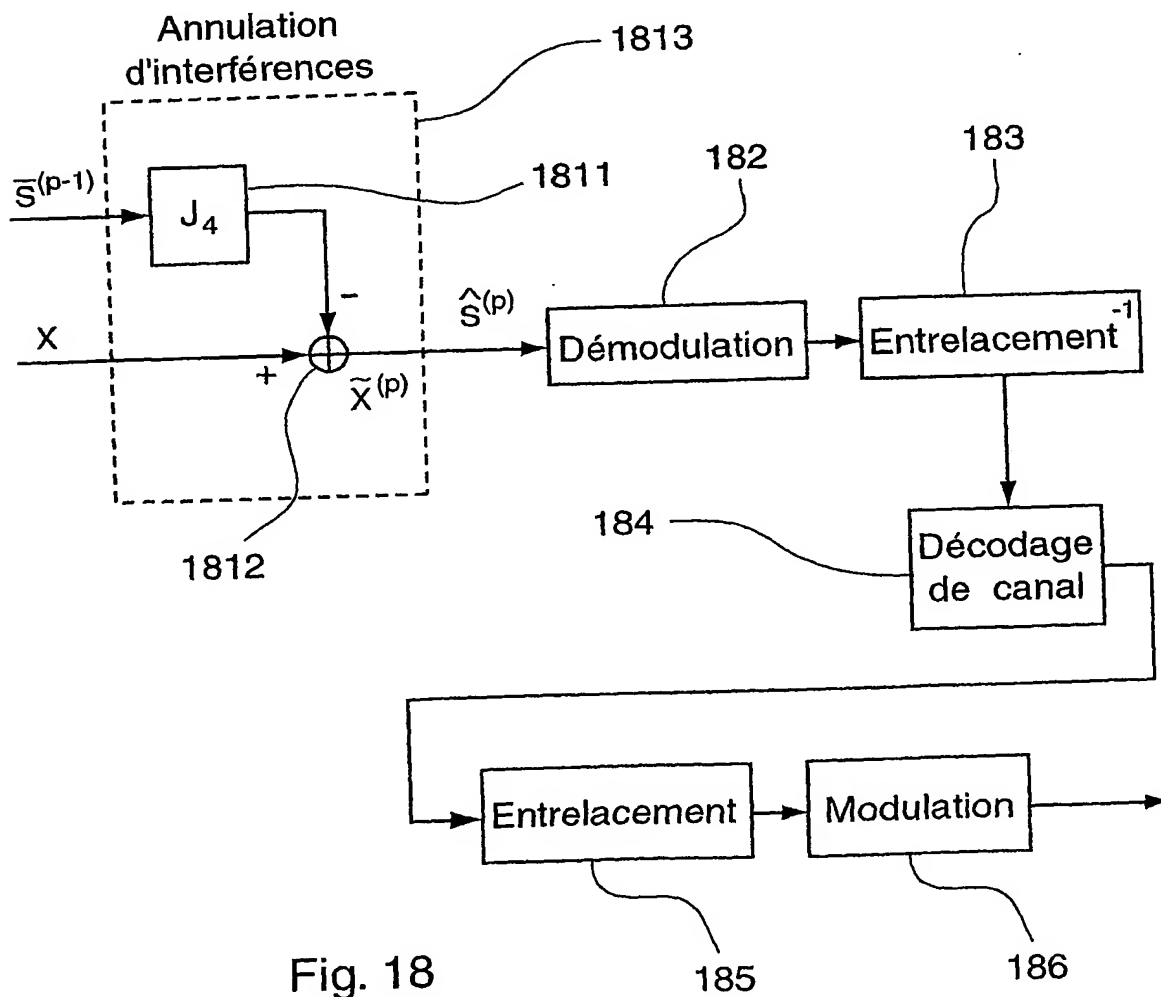


Fig. 18

14/18

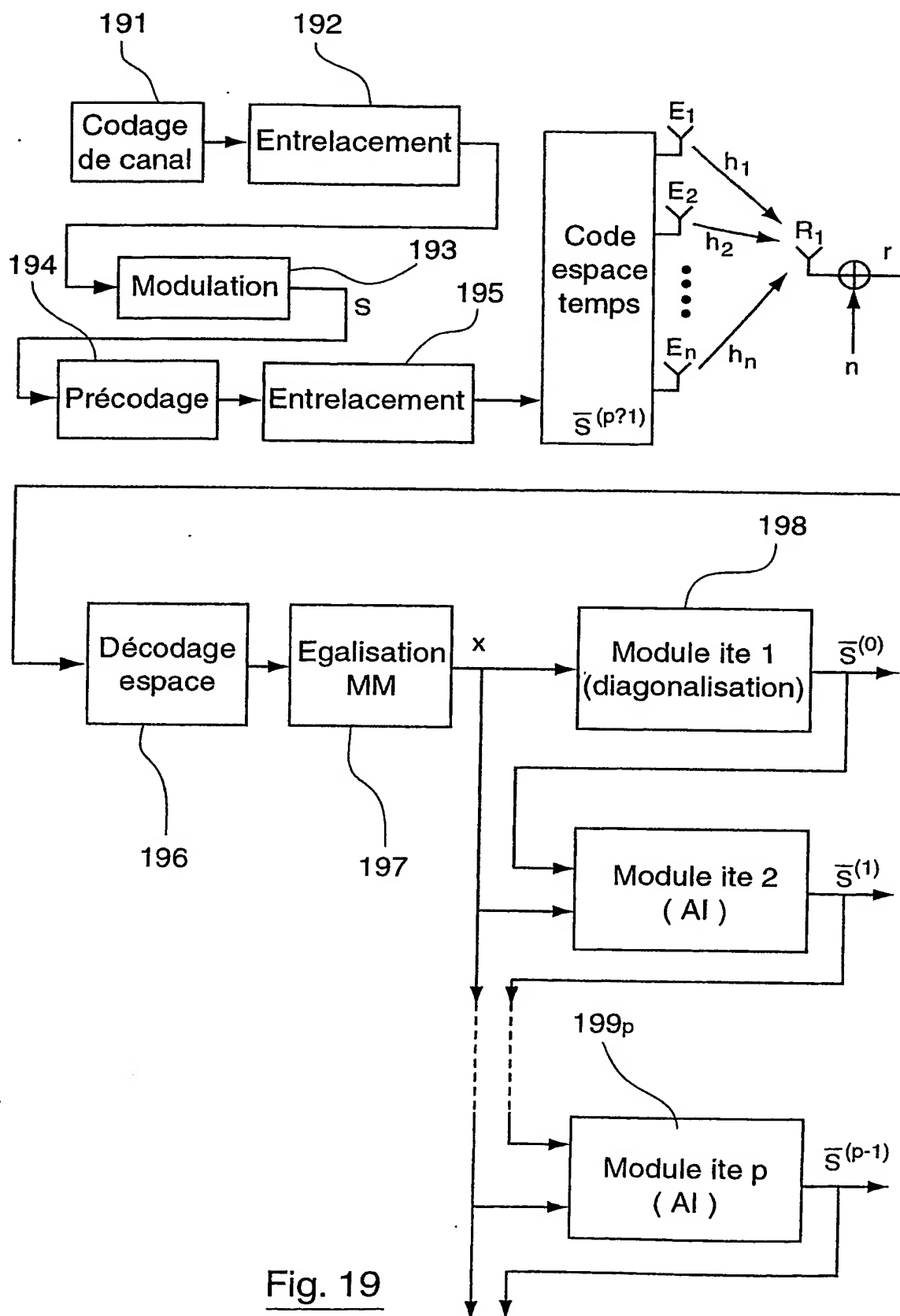


Fig. 19

15/18

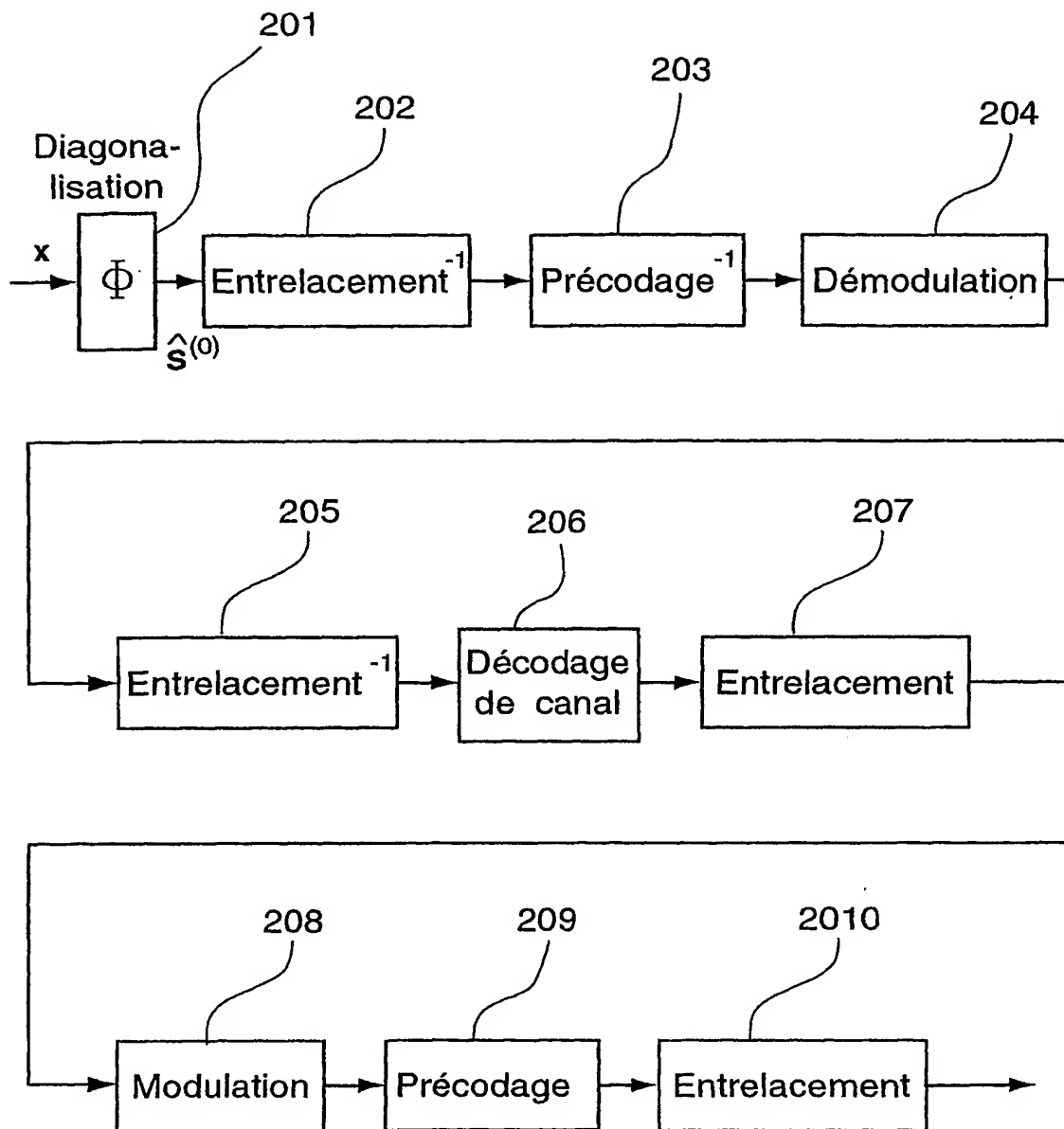


Fig. 20

16/18

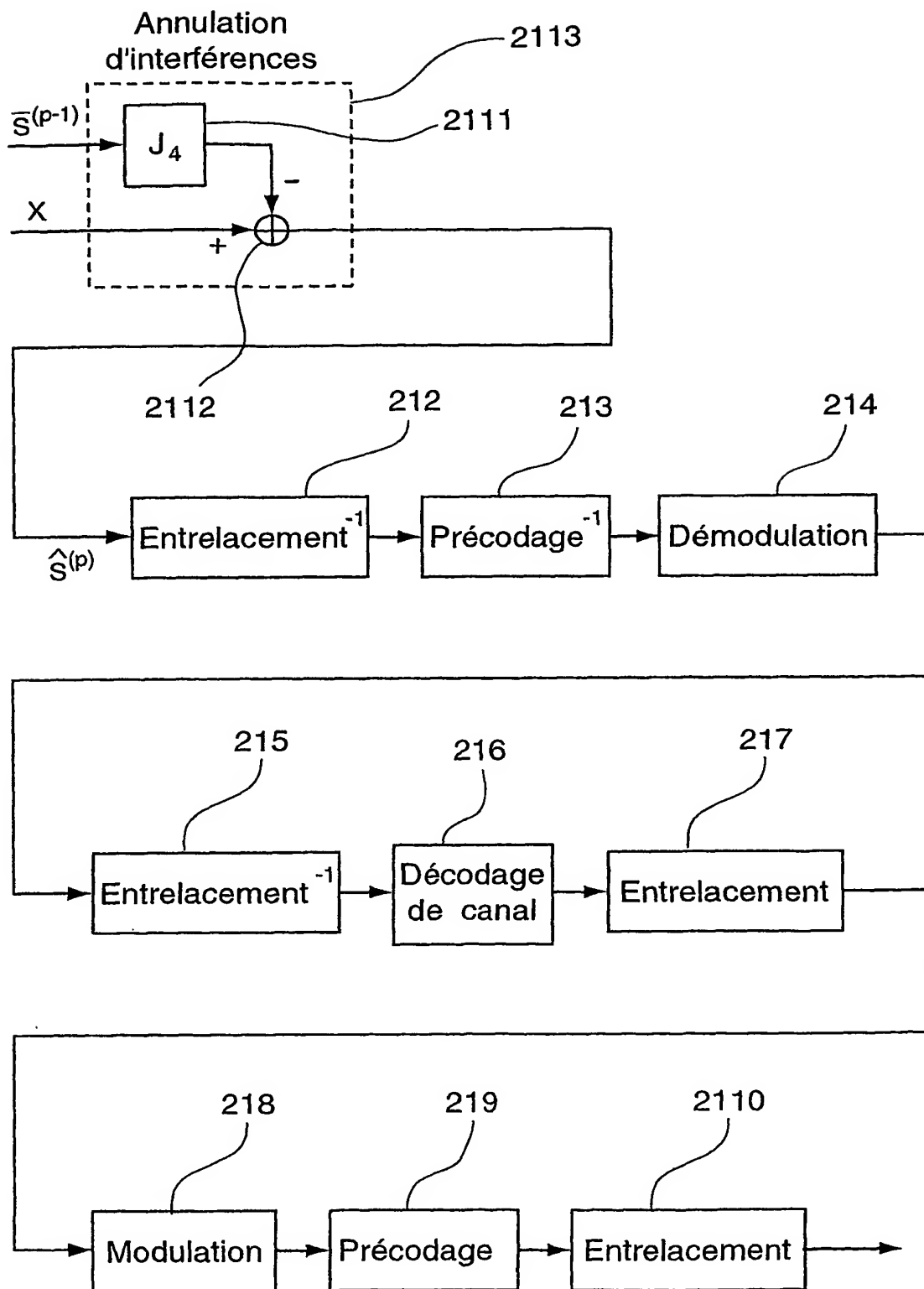


Fig. 21

17/18

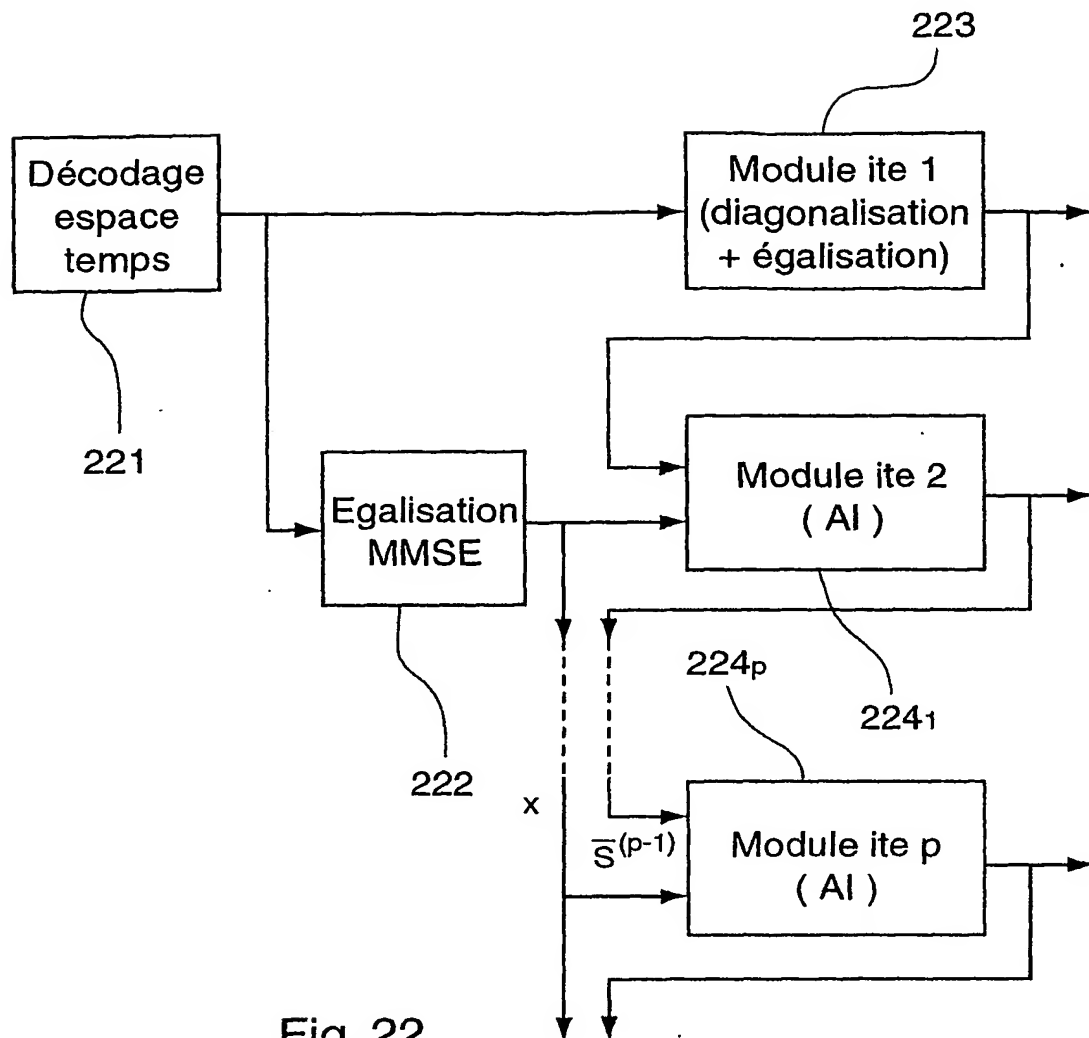


Fig. 22

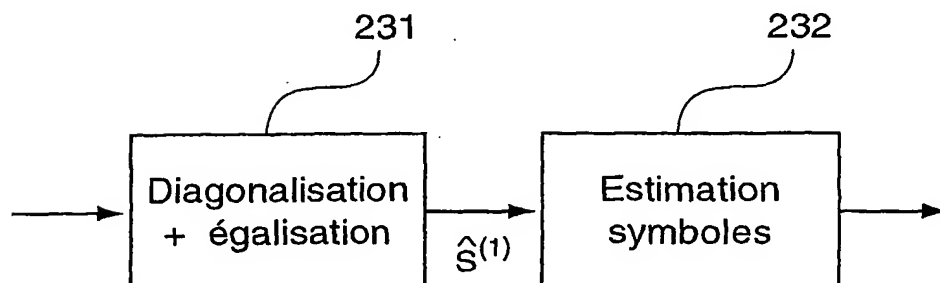


Fig. 23

18/18

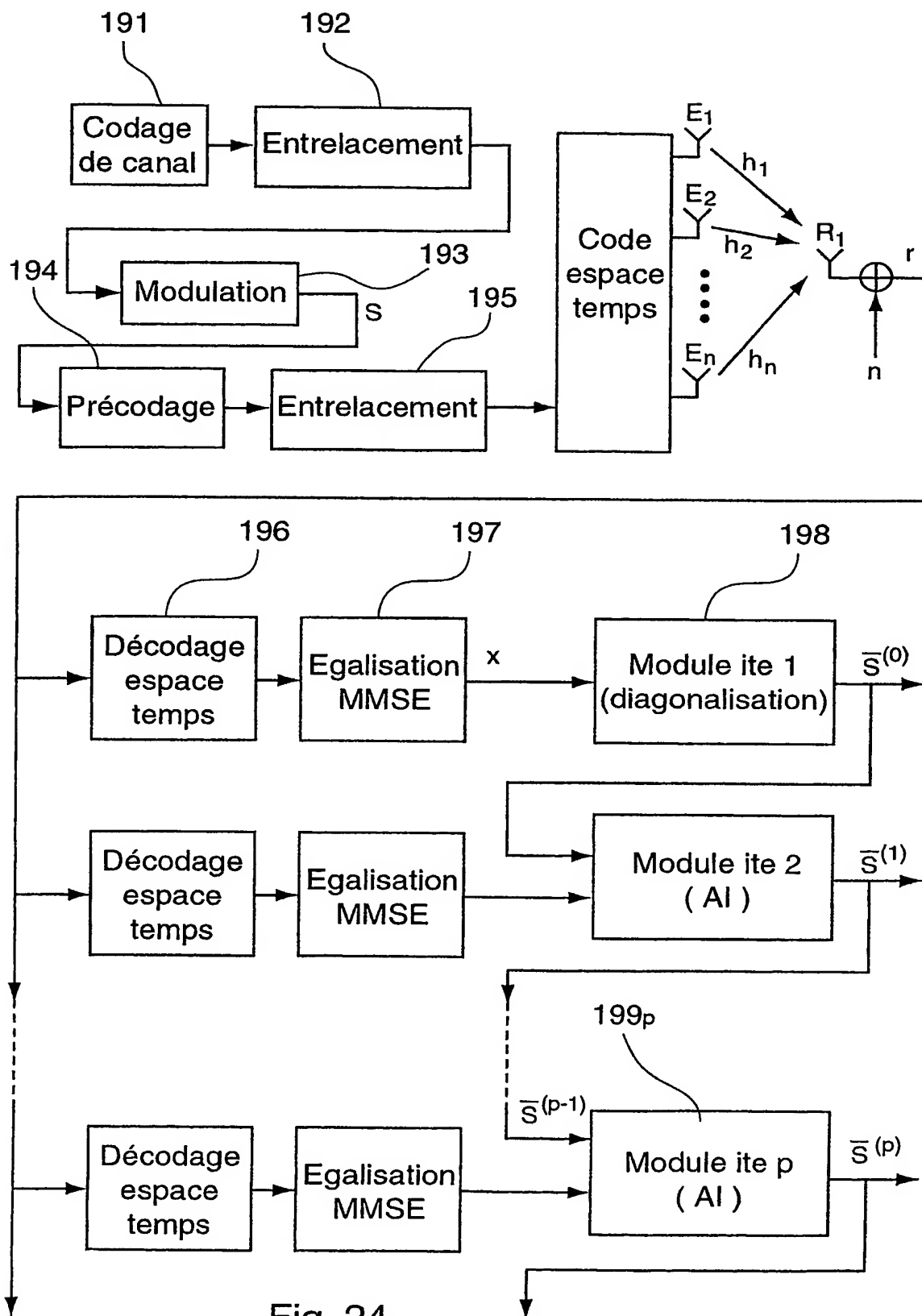


Fig. 24

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No
PCT/FR2004/000538

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 7 H04L1/06

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
IPC 7 H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the International search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC, COMPENDEX

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	EP 1 133 071 A (TEXAS INSTRUMENTS INC) 12 September 2001 (2001-09-12) page 6, line 9 - page 7, line 9 page 9, line 36 - line 57 figures 8,9B,10B ----- -/-	1,4-6,8, 10-13,16

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents :

- *A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- *E* earlier document but published on or after the international filing date
- *L* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- *O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- *P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- *T* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- *X* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- *Y* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- *G* document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

4 August 2004

Date of mailing of the international search report

11/08/2004

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Papantoniou, A

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No

PCT/FR2004/000538

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>TAO M ET AL: "Low complexity post-ordered iterative decoding for generalized layered space time coding systems"</p> <p>ICC 2001. 2001 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS. CONFERENCE RECORD. HELSINKY, FINLAND, JUNE 11 - 14, 2001, IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS, NEW YORK, NY: IEEE, US, vol. 1 OF 10, 11 June 2001 (2001-06-11), pages 1137-1141, XP010553506</p> <p>ISBN: 0-7803-7097-1</p> <p>page 1138, left-hand column, line 15 - line 27</p> <p>page 1138, left-hand column, line 28 - right-hand column, line 47</p> <p>page 1139, left-hand column, line 1 - line 16</p> <p>figure 2</p>	1,15-17
A	<p>-----</p> <p>JAEOYOUNG KWAK ET AL: "A blind space-time adaptive multiuser detector for DS-CDMA communication systems"</p> <p>COMMUNICATIONS, 1998. ICC 98. CONFERENCE RECORD. 1998 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ATLANTA, GA, USA 7-11 JUNE 1998, NEW YORK, NY, USA, IEEE, US, 7 June 1998 (1998-06-07), pages 1069-1073, XP010284711</p> <p>ISBN: 0-7803-4788-9</p> <p>page 1069, right-hand column, line 2 - line 14</p> <p>page 1070, right-hand column, line 18 - line 34</p> <p>figure 1</p>	1,15-17
A	<p>-----</p> <p>HAYOUNG YANG ET AL: "Performance of space-time trellis codes in frequency selective wcdma systems"</p> <p>VTC 2002-FALL. 2002 IEEE 56TH. VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE PROCEEDINGS. VANCOUVER, CANADA, SEPT. 24 - 28, 2002, IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, NEW YORK, NY: IEEE, US, vol. 1 OF 4. CONF. 56, 24 September 2002 (2002-09-24), pages 233-237, XP010608552</p> <p>ISBN: 0-7803-7467-3</p> <p>page 236, left-hand column, line 8 - right-hand column, line 21</p> <p>figure 2</p> <p>-----</p>	1,15-17

International Application No

Information on patent family members

PCT/FR2004/000538

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP 1133071 A	12-09-2001	EP 1133071 A2	12-09-2001
		JP 2000315966 A	14-11-2000
		US 2004101032 A1	27-05-2004

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande Internationale No

PCT/FR2004/000538

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE
CIB 7 H04L1/06

Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB

B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE

Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement)
CIB 7 H04L

Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche

Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si réalisable, termes de recherche utilisés)
EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC, COMPENDEX

C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie *	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
X	EP 1 133 071 A (TEXAS INSTRUMENTS INC) 12 septembre 2001 (2001-09-12) page 6, ligne 9 - page 7, ligne 9 page 9, ligne 36 - ligne 57 figures 8,9B,10B ----- -/--	1,4-6,8, 10-13,16

☒ Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents

☒ Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe

* Catégories spéciales de documents cités:

- *A* document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent
- *E* document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date
- *L* document pouvant jeter un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée)
- *O* document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens
- *P* document publié avant la date de dépôt international, mais, postérieurement à la date de priorité revendiquée

- *T* document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenant pas à l'état de la technique pertinent, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention
- *X* document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément
- *Y* document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier
- *Z* document qui fait partie de la même famille de brevets

Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée

4 août 2004

Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale

11/08/2004

Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale
Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Fonctionnaire autorisé

Papantoniou, A

C.(suite) DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		
Catégorie	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	<p>TAO M ET AL: "Low complexity post-ordered iterative decoding for generalized layered space time coding systems"</p> <p>ICC 2001. 2001 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS. CONFERENCE RECORD. HELSINKY, FINLAND, JUNE 11 - 14, 2001, IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS, NEW YORK, NY: IEEE, US, vol. 1 OF 10, 11 juin 2001 (2001-06-11), pages 1137-1141, XP010553506</p> <p>ISBN: 0-7803-7097-1</p> <p>page 1138, colonne de gauche, ligne 15 - ligne 27</p> <p>page 1138, colonne de gauche, ligne 28 - colonne de droite, ligne 47</p> <p>page 1139, colonne de gauche, ligne 1 - ligne 16</p> <p>figure 2</p>	1,15-17
A	<p>-----</p> <p>JAEOYOUNG KWAK ET AL: "A blind space-time adaptive multiuser detector for DS-CDMA communication systems"</p> <p>COMMUNICATIONS, 1998. ICC 98. CONFERENCE RECORD. 1998 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ATLANTA, GA, USA 7-11 JUNE 1998, NEW YORK, NY, USA, IEEE, US, 7 juin 1998 (1998-06-07), pages 1069-1073, XP010284711</p> <p>ISBN: 0-7803-4788-9</p> <p>page 1069, colonne de droite, ligne 2 - ligne 14</p> <p>page 1070, colonne de droite, ligne 18 - ligne 34</p> <p>figure 1</p>	1,15-17
A	<p>-----</p> <p>HAYOUNG YANG ET AL: "Performance of space-time trellis codes in frequency selective wcdma systems"</p> <p>VTC 2002-FALL. 2002 IEEE 56TH. VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE PROCEEDINGS. VANCOUVER, CANADA, SEPT. 24 - 28, 2002, IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, NEW YORK, NY: IEEE, US, vol. 1 OF 4. CONF. 56, 24 septembre 2002 (2002-09-24), pages 233-237, XP010608552</p> <p>ISBN: 0-7803-7467-3</p> <p>page 236, colonne de gauche, ligne 8 - colonne de droite, ligne 21</p> <p>figure 2</p> <p>-----</p>	1,15-17

ALL INFORMATION CONTAINED HEREIN IS UNCLASSIFIED

Document brevet cité au rapport de recherche		Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
EP 1133071	A	12-09-2001	EP 1133071 A2	12-09-2001
			JP 2000315966 A	14-11-2000
			US 2004101032 A1	27-05-2004
<hr/>				

BEST AVAILABLE COPY